

昭和
6年

1月

(第81巻・第1冊・第868号)

昭和22年8月26日
第三種郵便物認可

昭和35年12月26日印刷
昭和36年1月1日発行

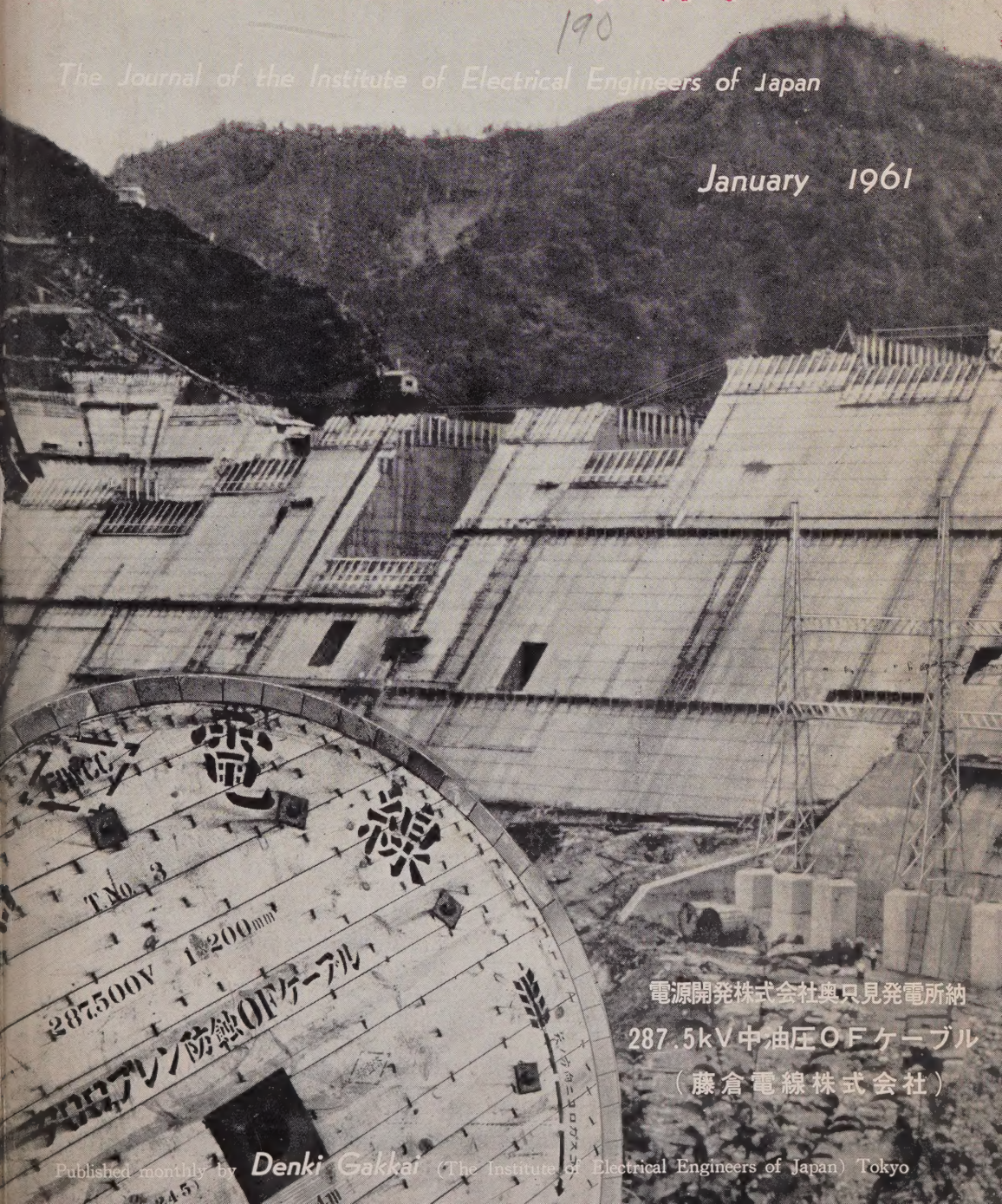
毎月1回
1日発行

電気学会雑誌

190

The Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan

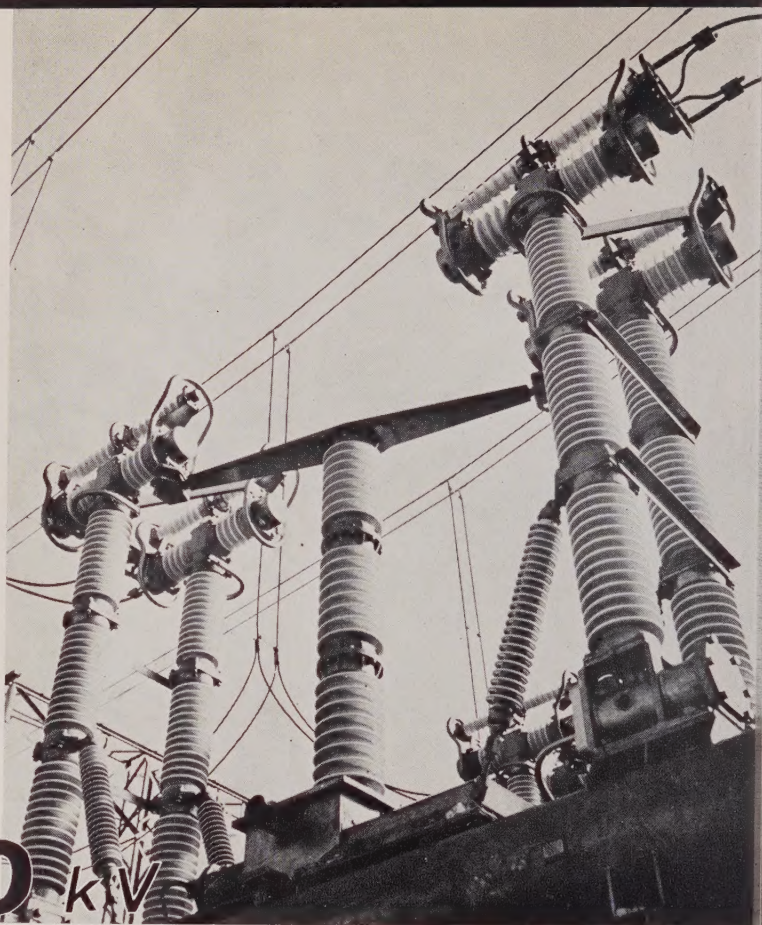
January 1961



電源開発株式会社奥只見発電所納

287.5kV中油圧OFケーブル
(藤倉電線株式会社)

Published monthly by **Denki Gakkai** (The Institute of Electrical Engineers of Japan) Tokyo



300 kV

日立 空気遮断器

送電系統の大容量化に伴ない、ますます遮断容量の大きい遮断器が要求されるようになってきました。今回、日立製作所は東北電力株式会社仙台変電所、関西電力株式会社成田・丸山発電所に 300 kV 2,000 A 15,000 MVA 超高压空気遮断器を納入しました。

この遮断器は遮断時間 3 サイクル (60 サイクル系)、再投入時間 0.25 秒 (JEC — 145 再投入時間 0.35 秒) という従来の水準をはるかに上回った記録的な超高压空気遮断器であります。本器は、大容量形遮断部を備えた 8 点切の外部断路形遮断器で、機械的引

外機構開発、0.25 秒超高速再投入を行うための各種空気弁、特殊ダッシポットの考案など、数々の新方式が施されています。形式試験にも良好な成績を納め、好調な運転を続けております。

主な仕様

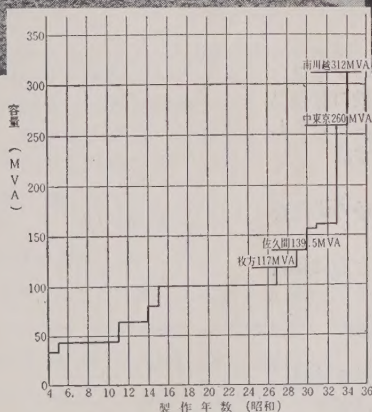
定格電圧	300 kV
定格電流	2,000 A
定格遮断容量	15,000 MVA
定格遮断時間	3 サイクル
定格操作気圧	15 kg/cm ²
標準動作責務	0-0.25 秒-CO-1 分-CO

日立製作所

南川越変電所納

312,000kVA特別三相式変圧器

記録を更新してゆく



三菱変圧器容量記録の推移

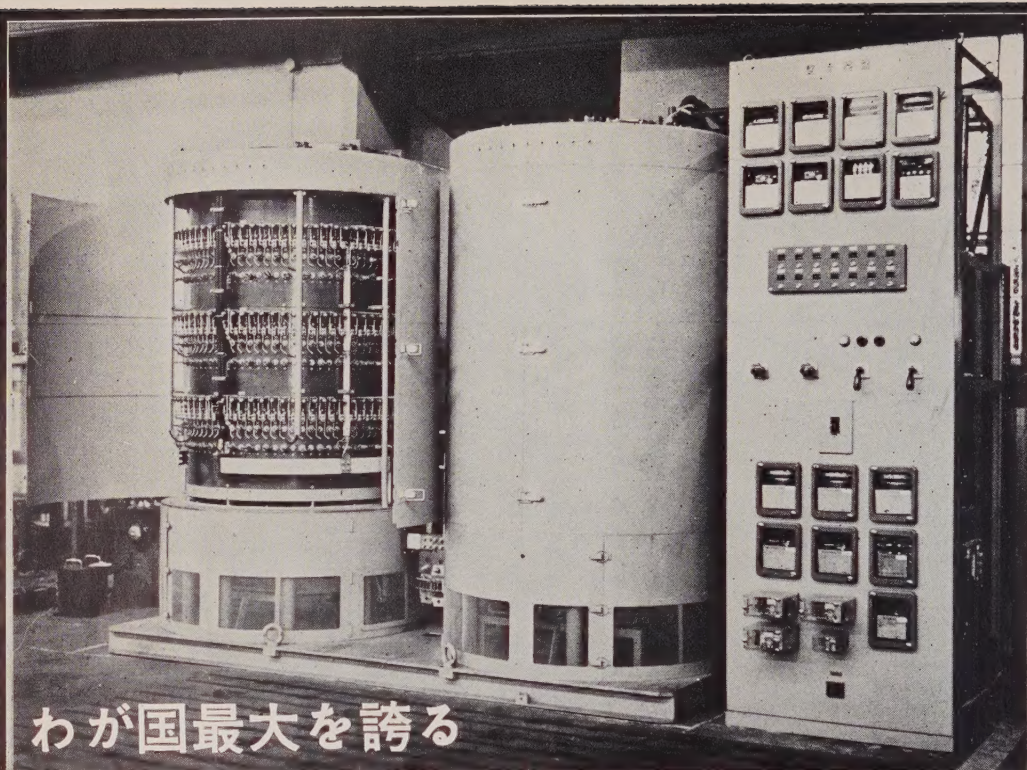
三菱電機の 超高压変圧器

新鋭火力発電所の発電機の大容量化や、膨大なダム式水力発電所の建設と超高压送電線の送電電力の増大とあいまって、これらの電力を受電する一次変電所の建設も進み、発電所に設置される超高压変圧器は、加速度的に大形化の傾向にあります。

三菱電機では、昭和27年にわが国最初の超高压変圧器として、117,000kVA、250kV変圧器を、関西電力枚方変電所に納入して以来、幾多のすぐれた設備と多年の経験による最高の技術を駆使してほとんど毎年のように、容量の記録を自らの手で更新しています。当社が製作した大形変圧器（10,000kVA以上）の製作実績は、実に622台、1,700万kVAを越える輝かしい実績を納めています。



三菱電機株式会社



3,000kW シリコン整流器完成!!

国鉄塩沢変電所向けとして製作を急いでいた 3,000 kW のシリコン整流器がこのほど完成を見ました。容量的には国内でも有数の記録品であり、特に電鉄用として可酷な条件で使用されることからいっても、当社技術の優秀性を如何なく発揮したものであります。

特長としましては

- (1) 当社独特の検出巻線付電流バランスにより整流素子の劣化を検出します。
- (2) 円筒形構造のため、効果的な強制風冷ができるとともに非常に小形であります。
- (3) 保守・点検が非常に容易であります。

仕様はつぎの如くであります。

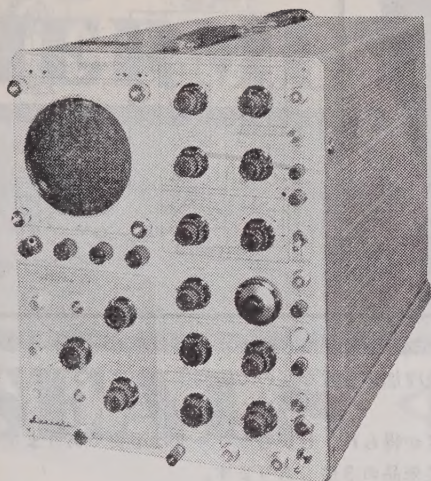
形式：屋内用六相風冷式 定格： 100%連続, 150% 2時間,
300 % 1分間 出力： 3,000 kW 定格電圧： 1,500 V
定格電流： 2,000 A



株式
会社

明 電 舎

東京 大阪 名古屋 福岡 金沢 札幌 仙台 高松 八幡



瞬時現象！ 連続現象！

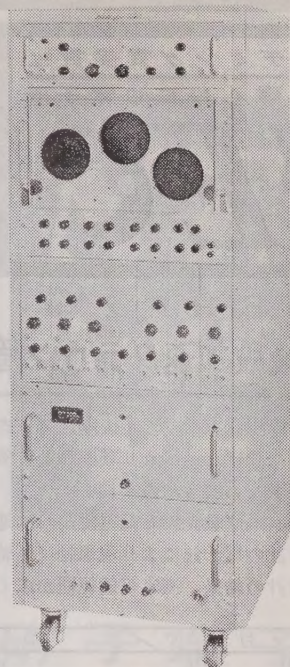
岩崎の メモリスコープ

MS-5012

メモリスコープは、直接表示蓄積管のメモトロンを使用したシンクロスコープで、瞬時現象を必要な時間だけそのまゝとっておくことができます。不要になれば直ぐ消去することも可能です。

性能

感 度 10mV/cm
周波数帯域 DC～1 Mc
掃引方式 内部・外部のトリガー又は自励
遅延掃引、電源掃引、外部掃引
掃引時間 1 μ sec/cm～12sec/cm
校正電圧 0.2mV～100V



6現象

シンクロスコープ

2要素ブラウン管を3組使用した、多現象用のシンクロスコープです。現象を記録するためには、このまま、接写装置で写真をとると、オッシログラフの上に6現象を光学的に集めて連続記録するのと、2つの方法があります。後の方法の場合にはセツトのパネル面に装置を取付けます。

性能

ブラウン管 5SP11A 3本
感 度 0.05V/cm
入力インピーダンス 1M Ω
周波数帯域 DC～500kc
掃引方式 トリガー掃引、単掃引及び自励
内部・外部・電源の正及び負
掃引時間 4 μ sec/cm～15msec/cm
校正電圧 0.05V～100V
電 源 100V 50～60%

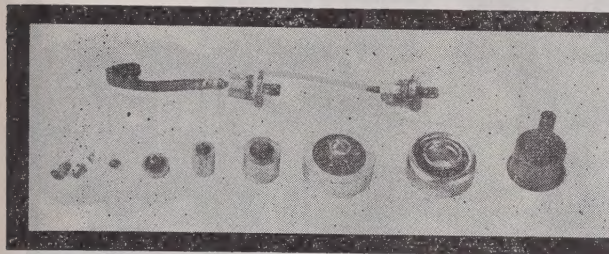


岩崎通信機株式会社

(お問合せは営業所又は出張所へお願いします)

東京営業所 東京都中央区日本橋通り1の6 浅野ビル
電話 (271) 0461～8・0471～7
大阪営業所 大阪市東区淡路町5の2 長谷川ビル
電話 (23) 1616 (代表)
本社及工場 東京都杉並区久我山2丁目710番地
電話 代表(391)2231・(398)2231
出張所 札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本

HERMETIC



SEALS



NEC ハーメチック シール

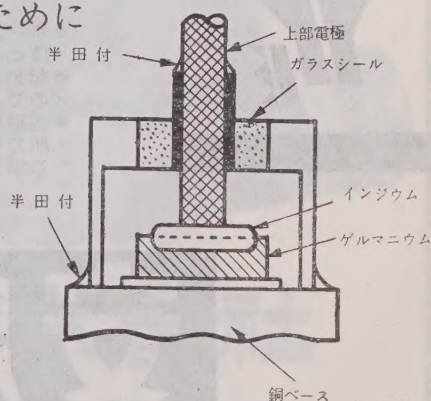
半導体整流器用 気密硝子端子

- 低圧より高圧まで
- 検波用より大電力用まで
- 許容温度範囲の拡張に
- 漏洩による機能劣化防止に
- 半導体整流体の特性を生かすために

●ハーメチックシールは、電気機器部品等を容器の中に密閉する場合の導入端子として用いられるものであります。

●ハーメチックシールは外周が金属でできていて半田付等の方法で容易に容器に接続することができるようになっており、中央のリードとの間は特殊ガラスで完全に絶縁されております。

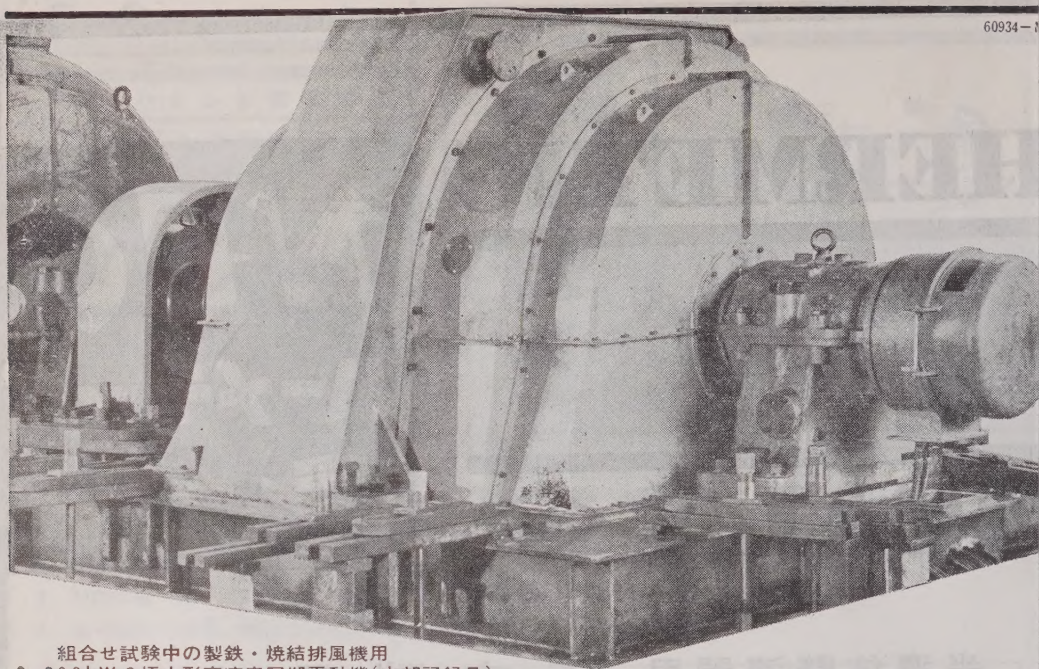
使用例



新日本電気株式會社

本社 大阪市北区梅田2番地 (第一生命ビル)
支社 東京都港区芝西応寺町55番地
大津工場 大津市栗津晴嵐町25番地

電話 (36) 3271 (代表)
電話 (451) 9671 (代表)
電話 大津 4681~6



組合せ試験中の製鉄・焼結排風機用
3,200kW 6極大形高速度同期電動機(本邦記録品)

高速分野に進出する!

ターボプロア・ターボ圧縮機・ポンプなどの高速・大容量化に応じて、画期的構造をもったソリッドポール形同期電動機を開発し、同期機の応用分野をさらに広めました。



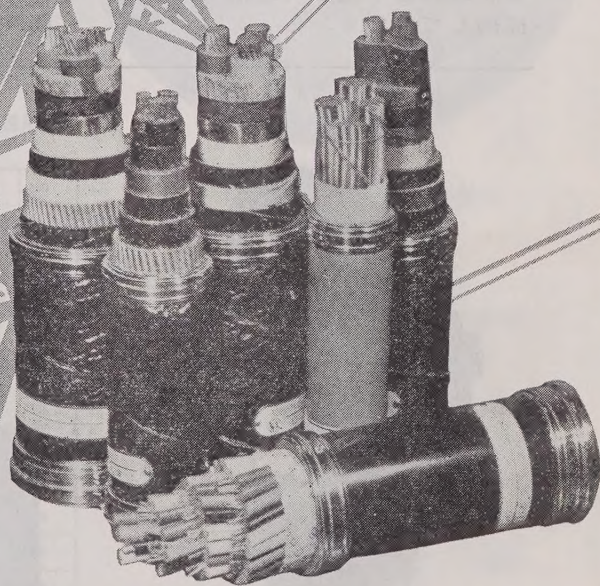
- ポール・シャフトに強度のすぐれた鍛鋼材を使用し、高速度にもとずく遠心力・振動などに対して、信頼度が高い。
- 起動巻線を省き、塊状磁極面のうず電流を有効に利用するので、起動巻線にもとずく故障がない。
- 絶縁にはとくに考慮を払っており、ガス・ダストが多い場所でも使用できる。振動に対しても機械的・電気的に強度も増し、故障のおそれがない。

安川 ソリッド ポール形 同期電動機

株式会社 安川電機製作所 重電機営業本部 東京都千代田区大手町大手町ビル 電話 (201) 251
本社 八幡市 工場 八幡市・行橋市 営業所 東京・大阪・名古屋・札幌・福岡・高松・富山・新潟・広島・仙



高度を行く 電線とケーブル



日本電線株式会社

本社 東京都墨田区寺島町 2-8 電 (611) 0101-7
営業部 東京都中央区築地 3-10(懇和会館) 電 (541) 2021-9
営業所 大阪・福岡・名古屋・仙台・札幌



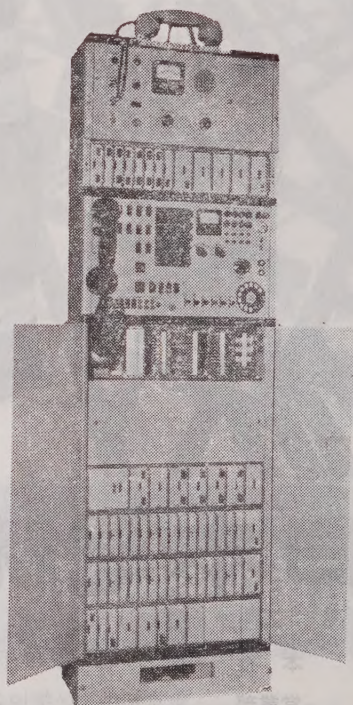
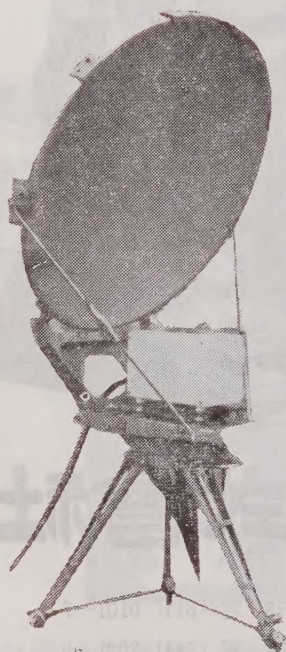
完全な技術でおくる…

12GC簡易マイクロ波通信装置

本機は12.4～12.7GHz帯の固定用小通話路用（12CH以下）のマイクロ波多重通信装置で、搬送端局装置と組合せ電話回線を接続することができます。小通話路に最も適した通信方式を採用しています。

特長

- マイクロ波真空管、特殊真空管以外のトランジスタ化
- 送信管、局発管共用方式
- AFC方式
- 狭帯域受信方式
- 送受空中線共用、偏波面による送受分離
- マイクロ波ヘッド部と空中線の一本化
- 低損失高感度方式による反射板使用範囲の拡大



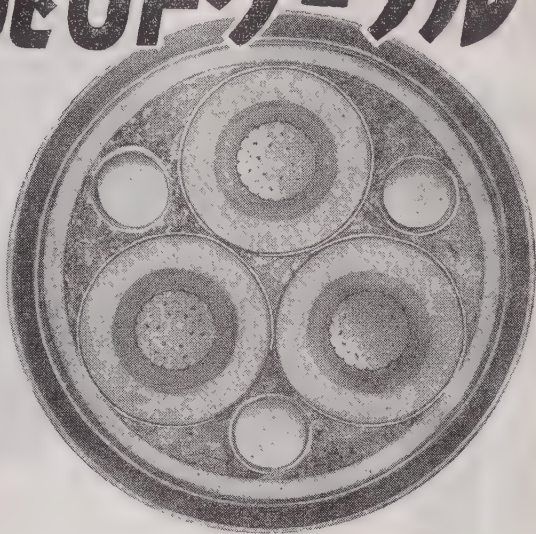
沖電気工業株式会社

東京都港区芝高浜町10 TEL.(451) 2191, 9271

住友電工の

154kV3心OFケーブル

当社は先にわが国最初の 110 kV
3 心 OF ケーブルを布設いたしま
したが、さらに 154 kV 3 心 OF
ケーブルの試作に成功いたしてお
ります。

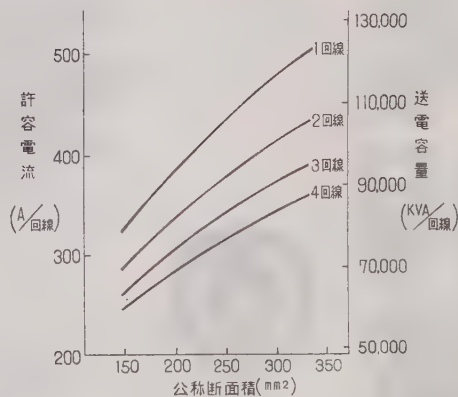


154 kV 3 心 OF ケーブル構造および性能表

導 体	公称断面積	mm ²	325	250	200	150
	形 状		圧縮四角	同 左	同 左	同 左
絶 縁 体	外 径	mm	22.0	19.2	17.0	15.0
	内 径		21.0	19.5	19.5	19.5
曲 通 路	平角鋼帯厚(約)	〃	0.8	0.8	0.8	0.8
	内 径	〃	21.0	19.5	19.5	19.5
絶 縁 体 厚 さ	絶 縁 体 厚 さ	〃	14.0	14.0	15.0	16.0
	鉛 被 厚 さ	〃	4.3	4.1	4.1	4.1
座 床 層 厚 さ	座 床 層 厚 さ (約)	〃	0.6	0.6	0.6	0.6
	補 強 層 厚 さ (約)	〃	0.6	0.6	0.6	0.6
防 蝕 層 厚 さ	防 蝕 層 厚 さ	〃	4.0	4.0	4.0	4.0
	ネオプレン帆布層厚さ(約)	〃	1.0	1.0	1.0	1.0
概 算 外 径	概 算 外 径	〃	135	129	128	128
	概 算 重 量	kg/km	44,600	39,100	37,900	36,800
最 大 導 体 抵 抗	最大導体抵抗(20℃)	Ω/km	0.0563	0.0732	0.0906	0.121
	標準静電容量(20℃)	μF/km	0.26	0.24	0.21	0.19

154 kV 3 心 OF ケーブル断面

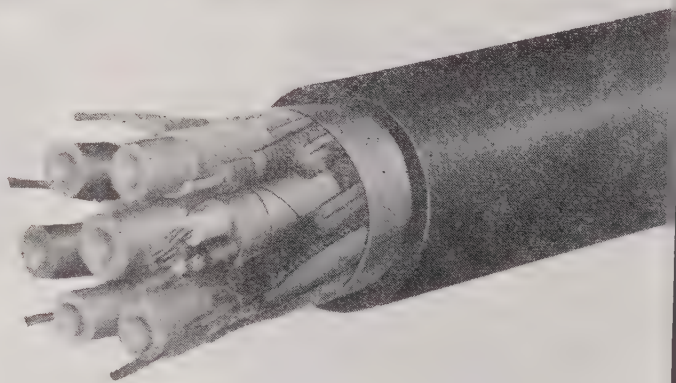
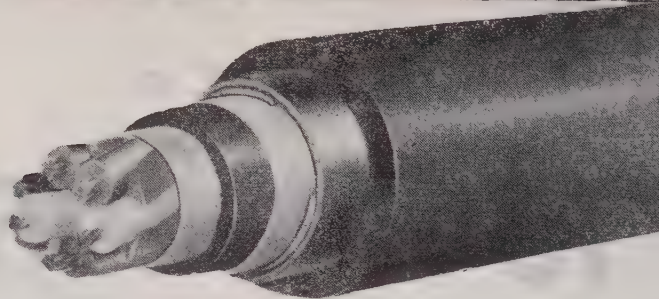
154KV3心OFケーブル送電容量(管路引込式)



住友電気工業株式会社

本 社 大 阪 市 此 花 区 恩 貴 島 南 之 町 六 〇
東 京 支 社 東 京 都 港 区 芝 琴 平 町 一
支 店 名 古 屋 福 岡

西日本電線の電線電纜

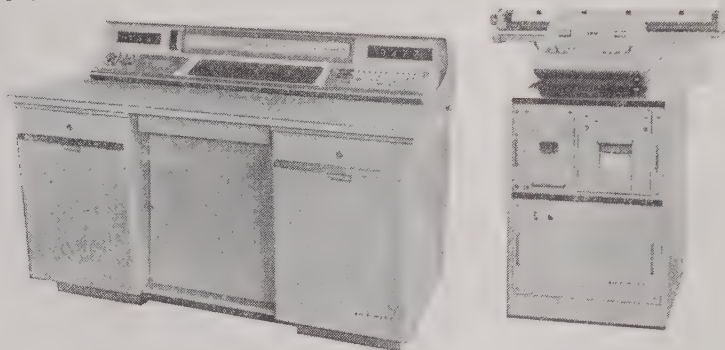


西日本電線株式会社

本社・工場	大分市大字駄原 2899 番地
東京営業所	東京都中央区日本橋 三井ビル内
大阪営業所	大阪市北区中之島 三井ビル内
福岡営業所	福岡市天神町 39 三井銀行ビル内
名古屋出張所	名古屋市中村区広小路西通 三井物産ビル内
小倉出張所	小倉市京町 10-381 五十鈴ビル内
札幌出張所	札幌市北二条西 3 丁目 越山ビル内

プロセス原価資料の

蒐集に...



原単位ロガー COSTALOG

現在のプロセス計装において、データーロガーのみでプロセスを運転しようとしても、なかなか困難な点がありますが、その用途を原単位に焦点をしばって考えてみると

- 原単位はデジタル表示が必要である。
- 多くのプロセスにおいては原単位の蒐集等のことからロガーが必要である。
- 原単位は主に積算値である。

このように考えると、プロセス用ロガーの有用性は非常に大きく、ある程度の標準化が可能となります。

当社のCOSTALOGは上記の主旨により製作したもので積算機構を必要数だけもっており、また警報回路や off-normal 専用プリンターをつけることもでき、「仕様の標準化」によりコストダウンが充分考慮されております。

(仕様)

- | | | | |
|---------|--|-------------|------------------|
| ● 入力信号 | 0~10mV 直流統一信号 | ● 入力インピーダンス | 1 MΩ 以上 |
| ● 入力走査器 | 200 点クロスバースイッチ入力回路および他の同期制御回路の切換えに用いる。 | ● 走査変換速度 | 1 点 / 秒 |
| ● 作表桁数 | 0~1999 | ● 作表印字周期 | 固定 (例: 全点 1 時間毎) |
| ● 校正 | 標準電圧を入力に接続して行なう。 | ● 任意呼出し | 1 点呼出表示および全呼出印字 |
| ● 上下限監視 | 入力走査器の点数に余裕のある場合は、定格の 0.1% ステップでピンボードにより上下限設定を行ない、作表中は赤印字、非作表中はオフノーマルプリンターでオフノーマルの印字記録をすることができる。 | | |

株式
会社

横河電機製作所

本社・工場 東京都武蔵野市吉祥寺3000番地 電話 東京 391局 代表 1901
支店 名古屋 大阪 小倉 出張所 新潟 湯戸 広島
武蔵野局 (022-2) 代表 3701

YEW



Takaoka

500 kV

超高圧にふさわしい

BBC型水平一点切三極断路器

碍子が3本から2本になり、重量が軽減され
ると共に変電所の据付面積が少く、経済的
である。

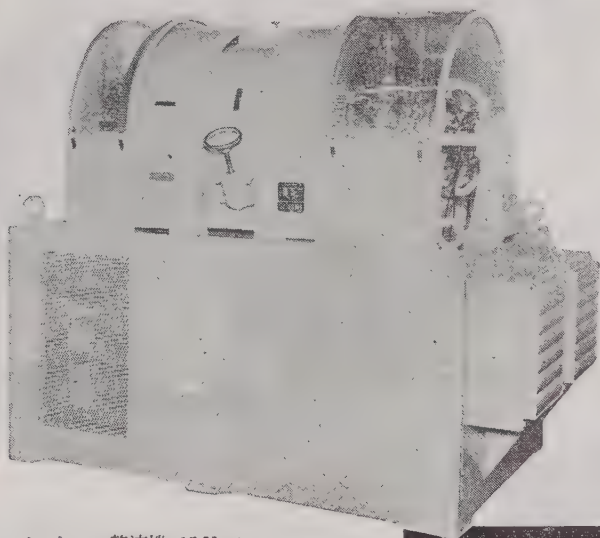
投入時の衝撃がほとんど無視出来る程少く、
細型の支持碍子が採用出来る。

リードコンネクティングパーツは、きわめて巧
妙な構造を有し、30,000回以上の開閉にもほ
とんど無劣化で耐えている。

株式会社 高岳製作所

東京都千代田区大手町2の4（新大手町ビル）電話東京（211）代表 1671

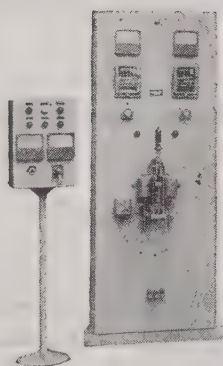
ベルト・ロレニウム・シリコン整流機



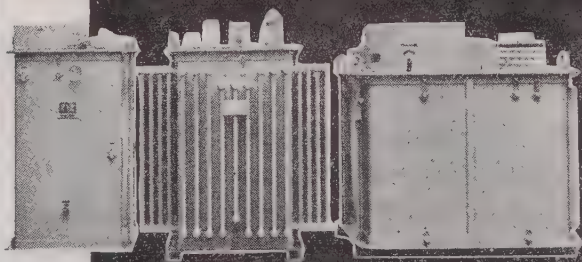
ベルト・ロ整流機 15 V-5,000 A 75 kW

良心的な技術と
豊富な経験とを誇る

各種制御盤



配電盤・自動制御機器



シリコン整流器 15 V-10,000 A 150 kW

中央製作所

株式 中央製作所

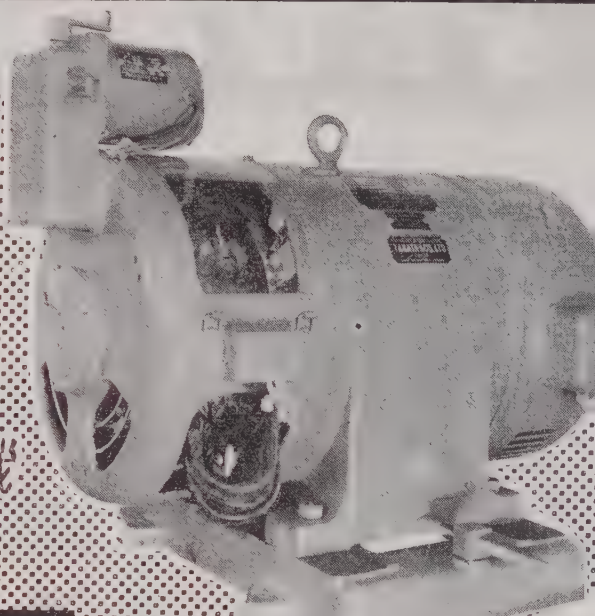
型録贈呈
誌名御記入

本社工場 名古屋市瑞穂区内浜町2丁目75番地 TEL 代表 (81) 3166
出張所 東京都港区芝浜松町4丁目2番地 TEL (431) 2177・6257

オートメーションに活躍する!



最も能率的な
無段変速電動機



東洋の ASTE-7

三相整流子電動機

特 長

- ① 極めて簡単な速度調整
- ② 高い効率と優れた力率
- ③ 大きいトルクで少ない電流
- ④ 取扱が簡単で維持費低廉

標準形 A S モーターの出力と速度調整範囲

出力kW (HP) (最高速度 における)	毎 分 回 転 数 (全負荷トルクにおける)			
	分 巻 型		超 分 巻 型	
	50 [c/s]	60 [c/s]	50 [c/s]	60 [c/s]
0.4 (1/2) 0.75 (1) 1.5 (2) 2.2 (3) 3.7 (5)	2,000~650	2,400~800	*2,500~125	*3,000~150
5.5 (7 1/2) 7.5 (10) 11 (15) 15 (20) 22 (30)	"	"	"	"
30 (40) 37 (50) 55 (75) 75 (100)	1,350~450	1,650~550	1,650~80	2,000~100
90 (120) 110 (150) 150 (200) 190 (250) 300 (400)	"	"	1,650~165	2,000~200
	"	"	"	"
	1,000~340	1,200~400	1,250~125	1,500~150
	"	"	"	"
	800~270	970~330	950~160	800~130
	"	"	"	"
	680~230	800~270		
	580~220	700~250		
	460~133	550~183		
	350~117	420~140		

* 印の定格時間は最高速度の「」までは連続、それ以下は1時間定格であります。

東洋電機製造株式會社

本 社 東京都中央区京橋 3~4 電話 (281) 3331 (代)
 営 業 所 大 阪・名 古 屋・小 倉 3231
 工 場 横 浜・戸 塚・京 都

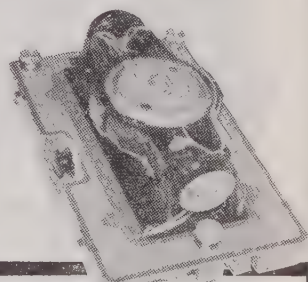
TAMAGAWAの自動制御用機器

サーボボード

…… 最小の工具と最短の時間で……
各種配列のサーボ機構を自由自在に
組立てることができる。自動制御機
構の研究に、設計に、責任ある技術
者の仕事を簡素化します。

ジャイロ

空間の方向基準設定素子、
体動検出素子として、船舶、
航空機に、またロケット、
誘導弾等に欠く事のできな
い重要な素子として広く利
用される高性能ジャイロ。

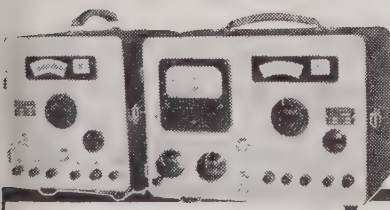


シンクロ試験器

シンクロ発受信機の
指度誤差を本器の精
密機構により簡単か
つ正確に2'まで検出
することができる。

発信機用 T A 18

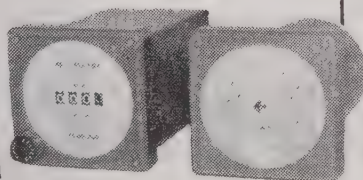
受信機用 T A 19



シンクロ指示計

遠隔角度指示用としてあら
ゆる産業に活躍する。単針
式、複針式、カウンター式
と各仕様を満足させるよう
設計されています。

100角・110角・120角・140角・180角



多摩川精機株式会社

本 社 東京都大田区古川町 173 電話 (731) 代表 2131
工 場 長野県飯田市上飯田1879 電話 (飯田) 代表 3131

主要製品

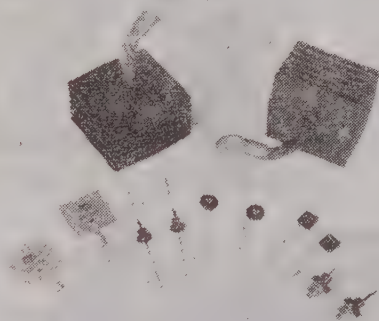
シンクロ
シンクロレゾルバ
サーボモータ(A.C・D.C)
サーボモータジェネレータ
レートジェネレータ
シンクロナスモータ
パワーモータ
ステップモータ
電磁クラッチ
ジャイロ
サーボボード
シンクロ試験器
シンクロ指示計
自動制御用各種装置



半導体整流器界のパイオニア

オリジンの高性能、高信頼

シリコンダイオード



各種シリコン整流体

SE-05, SE-1.5, S-1, S-2, S-500, 拡散法に基づいて造られるP-hジャンクションは高逆耐圧の特性をそなえ、完全な気密封入構造と相まってすばらしい品質をいつまでも持続します。電子装置の小形化や軽量化にオリジンシリコンダイオードはきっと大きな役割を果たします。ことにSEシリーズは樹脂封入構造でプリント配線に適する。

一 営業品目一

シリコン整流器 自動電圧調整装置
ゲルマニウム ッ 科研式スポット溶接機
セレン ッ 合成樹脂塗料

大逆耐電圧
PIV (V)

シリコン ダイオードの各種単相整流回路における出力電圧、電流標準値

入出力 電圧電流標準値	整流方式		単相半 波	単相倍電圧	単相センタツプ*	単相ブリッジ	摘 要
	SE-05	a	400	280	120	280	
最大 出力 交流 電圧 (V)	SE-1.5	b	600	420	180	420	<ol style="list-style-type: none"> *コンデンサなどの逆起電力負荷の場合、交流入力電圧はこの値の1/2とする。 **コンデンサ200μF、出力電流400mA、保護抵抗5Ωを交流入力側に挿入したときの一例。 *容量性、モータ、蓄電池負荷に対しては20%減とする。(単相倍電圧のときはそのまゝ採用可) 動作周囲温度：S-1, S-2は-65$^{\circ}$~+150$^{\circ}$C SE-05は-55$^{\circ}$~+100$^{\circ}$Cまで。 冷却方式：いずれも自然通風(自冷)。S-2はヒートシンク付で、更に冷却板を取付けて出力電流の増大がはかれる。
	S-1	c	800	560	240	560	
	S-2	d	1,000	700	300	700	
	SE-05	a	400	120	280 **	120	
最大 出力 直流 電圧 (V)	SE-1.5	b	600	180	440 **	180	
	S-1	c	800	240	600 **	240	
	S-2	d	1,000	300	760 **	300	
	SE-05	a	400	0.5	0.4	1.0	
最大 出力 直流 電流 (A)	SE-1.5	b	600	1.5	1.2	3.0	
	S-1	c	800	0.75	0.6	1.5	
	S-2	d	1,000	1.5	1.2	3.0	
	SE-05	a	400	0.5	0.4	1.0	

平均逆方向電流 (PIVにおいて) 10 μ A以下、平均正方向電圧降下 (500mAにおいて) 1.1V以下

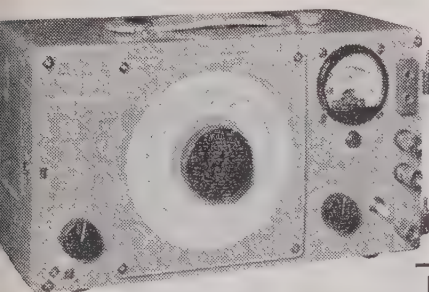
オリジン電気株式会社

本社 工場 東京都豊島区高田南町1~195 電話東京(982)1161(代)3155(代) トウキヨウカニウ 22-468
大阪営業所 大阪市福島区上福島南1~47 電話大阪(45)2 4 0 5 (代) オウサカカニウ 33-383
福岡出張所 福岡市下 鶴 町 1 0 電話福岡(2)6 8 8 3

CR-60TB

トランジスタ発振器

トランジスタを用いた小型携帯用の低周波発振器で、搬送機器、伝送回路などの試験調整に最適のものであります。



周波数範囲：

0.2 kc~60 kc

周波数精度：±2%

出力：

各バンド内1 dB以内

周波数特性：3%以内

電源：

22.5 V 乾電池

ジ
ス
タ
測
定
器

イ
ト、
ト
ラン

‘61
年
の
ハ
イ
ラ

LM-8TB

トランジスタレベル測定器

トランジスタを用いた小型携帯用のレベル測定器でありながら、

周波数およびレベルの可能範囲において、また測定精度において、

大型器なみの働きをします。また消費電力においても、予

備電池の内蔵により、連続80時間以上の使用が可能です。

使用周波数範囲

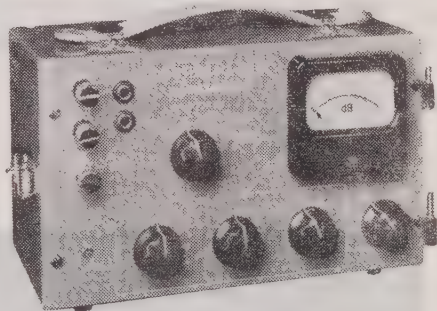
0.2 kc~60 kc 600Ω 回線 (平衡または不平衡)

50 kc~500 kc 75Ω 回線 (")

0.2 kc~500 kc " (不平衡)

測定レベル範囲

-60dBm ~+30dBm



チョツパ CH-1
CH-4

用途

CH-1: 特に高い入力抵抗(10~1,000MΩ)の回路。

(例) 高入力抵抗直流増幅器、(pH計指示部・光電流増幅器等)
高入力抵抗自動平衡式記録計。

CH-4: 中入力抵抗(1~10MΩ)の回路。

(例) 組み合わせ増幅器(演算増幅器等)におけるドリフト補償用増幅器等。
またCH-1, CH-4, はいずれも低入力抵抗の回路(数Ω~数10KΩ)で使用して、数μVの検出が可能です。



東亜電波
の計測器

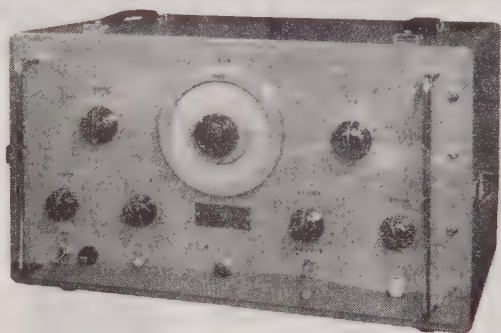
東亜電波工業株式会社

本社 東京都新宿区諏訪町2-35-4 (369)0101 (代)
出張所 大阪市東区淡路町3の6船場ビル 23-6547
サービス 福岡市東区東町88-2日興電気商会内 4-4910
ステーション 名古屋市中区朝日町2の5朝日エレクトロン内 (9)5232

高圧パルス の 発生

パルス増幅器 N-54 I

出力	1,000 V ピーク 負パルス
パルス幅	0.3~10 μ s
立上り時間	0.1 μ s 以下
dyty	2×10^{-3} 以下
負荷	1 M Ω 100 PF 並列
入力	40 V 以上 負パルス
入力インピーダンス	50 Ω
電源	AC 100 V 50 / 60 % 約 305 A
寸法	巾 400 mm 高 560 mm 奥行 320 mm



パルス発生器 N-220

パルスレート	50~5,000 %
パルス幅	0.1~10 μ s
立上り時間	0.02 μ s
出力	40 V 以上 正負 50 Ω 負荷 にて

日本電波株式会社

東京都品川区東中延四丁目一四〇二

電話 (781) 7155, 7181 (代) (782) 1013 営業直通

中部地区特約店 六合産業株式会社 電話 熱田局 (67) 3517
関西地区特約店 大和電機販売株式会社 電話 大阪局 (94) 1312, 6390

ANDO 測定器



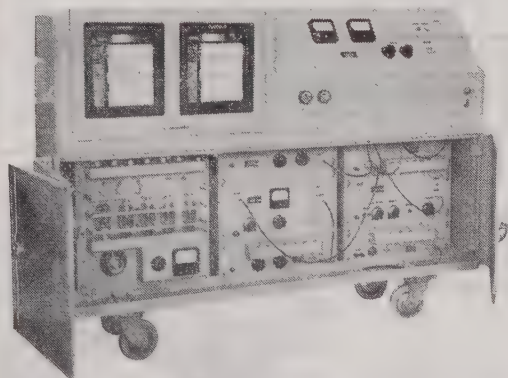
新方式による絶縁物のボイド検出装置

コロナ雑音測定装置

CNT-1 型

特 徴

1. 発生コロナ、パルス数をメーターおよび記録計により直読出来ます。
2. 選択ゲート装置を有し、商用周波数の任意の位相の間に発生するパルス数を計数出来ます。
3. 同期ゲート装置を有し、別途カウンターを併用すれば、商用周波数の特定の山数だけに発生するパルス数を測定、計数出来ます。
4. 振幅選択装置を有し、発生パルスの高さを設定、測定出来ます。
5. 放電電荷量をメーターおよび記録計により直読出来ます。
6. 時間計数率の測定が出来ます。
7. 試験校正装置を有します。
8. コロナ検出用プローブの入・出力波形は、殆んど等しく特に立上り波形の再現の忠実度が優れております。



広 告 目 次

- | | |
|-------|------------|
| 7 月号 | 絶縁抵抗測定器 |
| 8 月号 | 位相計 |
| 9 月号 | 誘電体損測定器 |
| 10 月号 | 交流磁化特性直視装置 |
| 11 月号 | 交流ブリッジ |
| 12 月号 | コロナ雑音測定装置 |

安藤電気株式会社

東京都大田区仲蒲田 3 - 4

Tel (731) 1161 (代)

アイソレーター及び回転型抵抗減衰器



アイソレーター

特長 このアイソレーターは
周波数に応じて励磁電流を調整し最大の逆方向損失が得られる

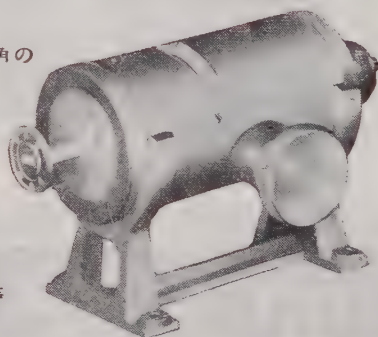
型 名	周 波 数 (G c / s)	導 波 管	挿 入 損 失 (d b)		逆方向損失 (d b)		V. S. W. R	寸 法
			中 心	帯 域	中 心	帯 域		
TFR-10	8.6~9.6	WRJ-10 BRJ-10	0.7 以下	1.0 以下	35以上	20以上	<1.25以下	300
TFR-24	22.5~24.5	WRJ-24 BRJ-24	0.8 〃	1.0 〃	35 〃	18 〃	<1.25 〃	150
TFR-34	34.5~36.8	WRJ-34 BRJ-34	0.8 〃	1.2 〃	30 〃	12 〃	<1.4 〃	150
TFR-50	44.0~50.0	WRJ-50 BRJ-50	1.0 〃	1.5 〃	30 〃	12 〃	<1.5 〃	130

回転型抵抗減衰器

型 名	周 波 数 (G c / s)	導 波 管	減 衰 量 (d b)	挿入損失 (d b)	V. S. W. R	寸 法	較 正 点
TPCA-24	22~25	WRJ-24	0~40	0.5 以下	<1.2 以下	200	中心及び両端3点
TPCA-34	33~37	WRJ-34	0~40	0.8 以下	<1.25以下	150	〃
TPCA-50	42~52	WRJ-50	0~40	1.2 以下	<1.3 以下	125	〃

特長 この回転型抵抗減衰器は

- (1) 周波数によって減衰量が変化せず、回転角のみに関係し、理論値とよく一致する
- (2) 減衰量を変える際の位相変化がない



主要製造品目

各種電波分光装置 ● マイクロ波管 ● 電磁石等
の不安定電源 ● その他精密電子応用機器

東京電気精機株式会社

本社 東京都千代田区神田神町2の11
Tel. 251,4086 (代) - 8 4414
工場 文京工場・立川工場

TV用 2信号 信号発生器

MSG-261 標準TV信号発生器

本器はTV受像機試験法の規格に準じて製作された信号発生器で、TV生産工場において受像機の総合試験および研究・調整に適し、映像および音声搬送波の周波数精度は各0.002%以内で、映像搬送波はビデオ周波数帯にて85%の変調が可能である。



性能

(1)映像搬送波信号発生部 搬送波周波数

第1～第12チャンネル中の 連続3チャンネル	
チャンネル1	91.25Mc
2	97.25Mc
3	103.25Mc
チャンネル4	171.25Mc
5	177.25Mc
6	183.25Mc
チャンネル7	189.25Mc
8	193.25Mc
9	199.25Mc
チャンネル10	205.25Mc
11	211.25Mc
12	217.25Mc

周波数精度	± 0.002%以内
出力電圧範囲	開放端にて 114dB～0 dB
出力電圧精度	± 1 dB 以内
出力インピーダンス	75Ω VSWR 1.2以下
変調方式	振巾負変調 内部、外部 0～85%
内部変調周波数	400%, ± 5%以内
外部変調周波数特性	基準変調特性に対し 0.1Mc ± 1dB, 1Mc + 1dB, -1.5dB 4Mc + 1dB, -3 dB
波形歪	60% 矩形波に対しサゲ 5%以下
非直線歪	85%変調にて 5%以下
外部変調入力レベル	75Ω 1.4Vp-p 以下で 85%変調可能
S N 比	50%変調にて 50dB 以上

(3)電源入力 100V 50/60% 3A

(2)音声搬送波信号発生部 搬送波周波数

第1～第12チャンネル中の 連続3チャンネル	
チャンネル1	95.75Mc
2	101.75Mc
3	107.75Mc
チャンネル4	175.75Mc
5	181.75Mc
6	187.75Mc
チャンネル7	193.75Mc
8	197.75Mc
9	203.75Mc
チャンネル10	209.75Mc
11	215.75Mc
12	221.75Mc

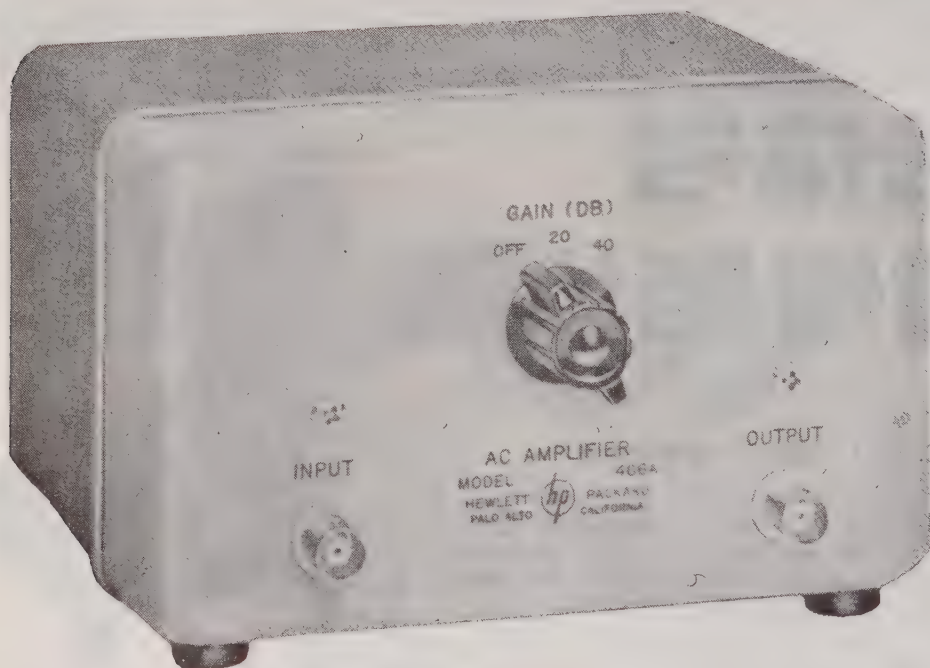
周波数精度	± 0.002%
出力電圧範囲	開放端にて 114dB～0 dB
出力電圧精度	± 1 dB 以内
出力インピーダンス	75Ω VSWR 1.2以下
変調方式	FM (内外), AM (内) 単独および同時変調, 75μs プリエンファシス
内部変調周波数	FM 400% ± 5%以内 AM 100% ± 5%以内
変調度	FM 25kc (100%) AM 30%
外部変調特性	FM 30%～15kc, ± 1 dB 以内
外部変調入力レベル	600Ω 5V 以下にて, FM 100%変調可能 FM 100%変調にて 2%以下
変調歪	AM 30%変調にて 5%以下
S N 比	FM 100%変調にて 50dB 以上 AM 30%変調にて 50dB 以上




目黒電波測器株式会社

(国電エビス駅
より東急バス
五本木下車)

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地 電話 (712) 1166 (代) ~9・1160



This 3 lbs. of transistorized new AC amplifier gives you 20 or 40 db gain, increases scope or VTVM sensitivity 10 or 100!

This new  466A AC Amplifier is just 4" high, 6" wide and 6" deep. Yet it can become one of the most helpful instruments on your bench, or in the field. It is ac or battery powered; battery operation gives you hum-free performance and easy portability. Response is flat within approximately $\frac{1}{2}$ db over the broad range of 10 cps to 1 MC, distortion is

less than 1%, and gain is stabilized by substantial negative feedback to virtually eliminate effects of transistor characteristics and environment.

Specifications

Gain: 20 and 40 db, ± 0.2 db at 1000 cps.
Frequency Response: ± 0.5 db 10 cps to 1 MC.
Output Voltage: 1.5 v rms across 1500 ohms.
Noise: 75 μ v rms referred to input, 100,000 ohm source.
Input Impedance: 1 megohm shunted by 25 μ f.

Output Impedance: Approximately 50 ohms.
Distortion: Less than 1%, 10 to 100,000 cps.
Power: 12 radio type mercury cells; battery life about 160 hours; or ac line power.
Dimensions: 6 $\frac{1}{4}$ " wide, 4" high, 6 $\frac{1}{4}$ " deep.
Weight: approx. 3 lbs.

Data subject to change without notice.

HEWLETT-PACKARD COMPANY
 Palo Alto, California, U.S.A.



Field Representatives in all principal areas

日本総代理店
関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町一丁目
 電話 東京 (866) 代表 3136

謹賀新年

— 昭和36年元旦 —



昨年中は格別の御引立にあずかり厚く御礼申し上げます。

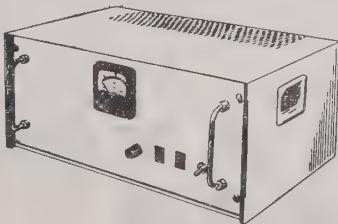
本年もまた、皆様方の御発展と御健康を御祈り申上げ、あわせて学界と業界の世界的水準の前進と繁栄を御期待申し上げます。

VOLCOも昭和六年以来、皆様方の御援助と激励により世界で最初の磁気増幅器型、日本で最初の真空管型の開発に成功し、特に昨年は又世界で初めての全トランジスター型自動電圧調整器と日本で最初の正弦波出力鉄共振型の商品化に成功いたしました。

本年は歪が1%以下、安定度0.05%以下、応答速度100マイクロ秒以下のVOLCOスーパースタビライザーとVOLCO全トランジスター直流定電圧装置を提供できる予定です、鋭意努力いたしております。

日本電源機器株式会社

東京都墨田区寺島町一五―一三〇
電話(六一)二四六一、二九七一



VOLCO

吉沢精機工業株式会社

電(921)1042, 7088 (929)0289
長野 4 6 0 1
電 新潟 (3) 0 5 0 3

株式会社 朝日商会

電 名古屋(73)8147-9, 8110

株式会社 三栄商会

電 大阪(36) 2 5 5 6 - 7

新川電機株式会社

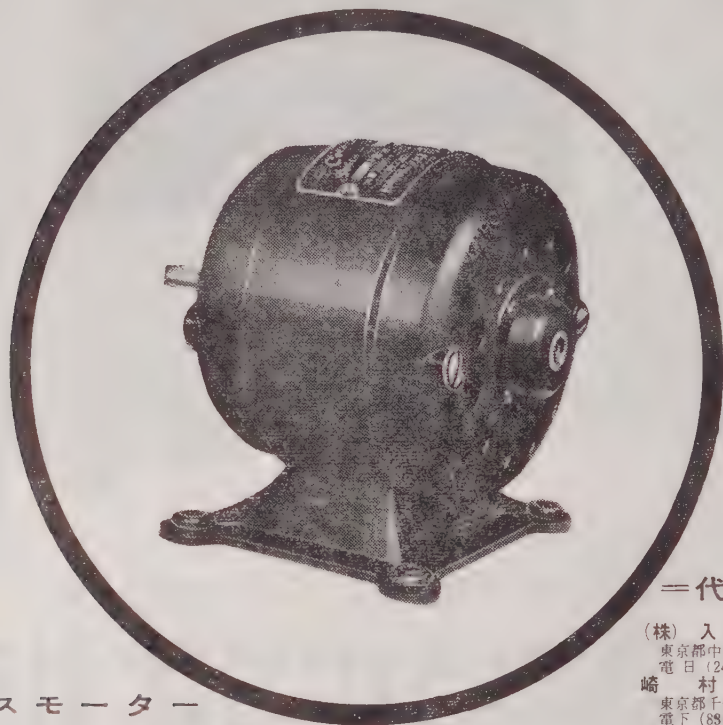
電 広島(2)9147-9, 9140

電 高松(2) 7 3 4 3

電 福岡(2)514, (3)6344

古き伝統と新しい技術

コロナモーター



シーリスモーター
シンクロナスモーター
キャパシターモーター

は特に量産しております。

その他 小型モーターと発電機 については
御相談下さい。必ず御期待にそいます。



(旧社名) 花塚電機産業株式会社

コロナモーター株式会社

東京都目黒区東町52番地 電話 目黒 (712) 代表 3146 9

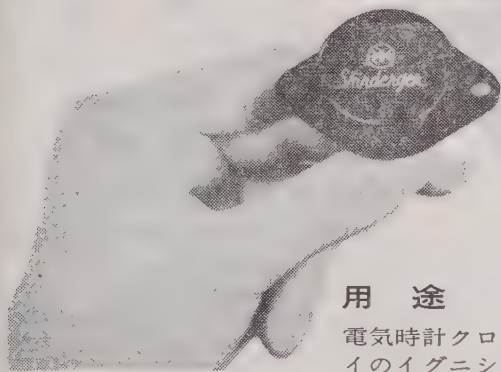
＝代理店＝

(株) 入江製作所
東京都中央区日本橋本町4の7
電日 (241) 代表 5281
崎村商店
東京都千代田区神田五軒町42
電下 (881) 9953, 4346
吉沢精機工業株式会社
東京都文京区湯島新花町35
電小 (921) 1042, 7088
営業所 長野市横町20
電話 長野 4601
新潟市下大川前石油企業会館内
電話 新潟 (3) 0603
ユタカ電業株式会社
東京都港区芝新橋5の22
電芝 (431) 1578, 1718, 4652, 8388
日本電化工業社
京都市下京区河原町通り西条下ル (日生ビル)
電下 (5) 2587, 9247
沢電気機械株式会社
大阪市西区土佐堀通り2の8
電大 (44) 3715 (代表) ~9
(株) 西山製作所
大阪市東区瓦町2の15
電北 (23) 5735, 229, 448
(有) 入江製作所
名古屋市中区大池町1の48
電中 (24) 1621, 6389
岩谷産業株式会社
大阪市東区本町3
電船 (26) 3251 ~ 5, 8251 ~ 5
営業所 東京・名古屋

国産最大容量を誇る

新電元の

パワーランジスタ



コレクタ損失 82.5W

▶ 営業品目 ◀

セレン整流器
ゲルマニウム整流器
シリコン整流器
磁気増幅器
自動電圧調整器
パワーランジスタ

弊社のパワーランジスタ群は40Vから100V、10Aから30Aを開閉することのできるP.N.Pゲルマニウム合金接合で、最大接合温度85℃、ジャンクションからコレクタフランジ迄の熱抵抗0.8℃/W以下の超大型パワーランジスタであります。

用 途

電気時計クロックパルス発生用 自動車及びオートバイのイグニッション電源 写真用フラッシュランプ高圧電源 メガー用高圧電源 高速度磁気増巾器用矩形波電源 蛍光灯用電源 移動無線機用電源 ブースターに依る直流の定電圧化電源 即応定電圧整流器 正弦波パランシングモーター制御用電源 正逆出力低周波直流増幅器 直流発電機の電圧調整用 直流回路の開閉用 パルスモーター駆動用

定 格 表

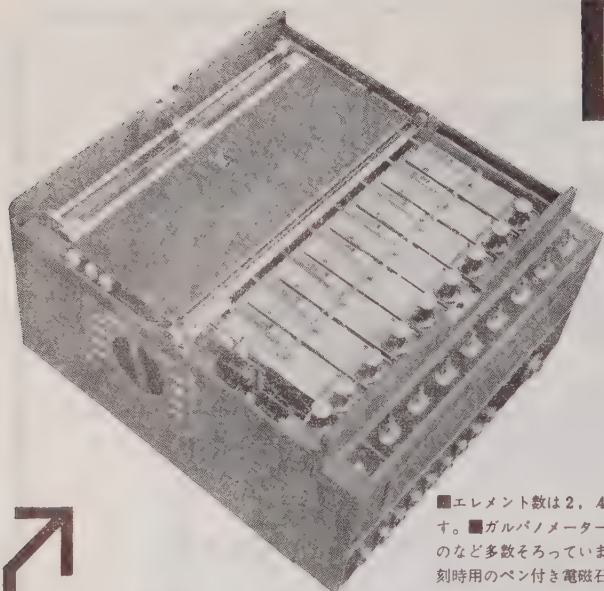
CES 名 称	会 社 名 称	ベース・コレクタ間電圧 開放 V _{CB0max} (V)	エミッタ・コレクタ間電圧 エミッタ逆バイアス V _{CEXmax} (V)	エミッタ電圧 V _{EB0max} (V)	コレクタ電流		ベース電流		コレクタ	
					平均値		平均値		消費電力	
					I _C (Aave)	10ms以内 I _C (Apeak)	I _B (Aave)	10ms以内 I _B (Apeak)	P _C (W)	Tstg (°C)
	L	10	-40	-40	-10	-15	-1.5	-3.0	16	-60~+91
2SB 203		15A	〃	〃	-15	-20	〃	〃	〃	〃
2SB 204		15B	〃	〃	〃	-30	〃	〃	〃	〃
	H	10	-80	-80	-10	-15	〃	〃	〃	〃
2SB 205		15A	〃	〃	-15	20	〃	〃	〃	〃
2SB 206		15B	〃	〃	〃	-30	〃	〃	〃	〃
2SB 207	U	15A	-100	-100	-15	-20	〃	〃	〃	〃
2SB 208		15B	〃	〃	〃	-30	〃	〃	〃	〃

- 注 1) 上記は、周囲温度 40℃ 自然空冷 200×200×1t mm の銅放熱板に直接取付した場合の値
2) この定格はスイッチングには適用しない。
3) 逆バイアスは、0.4V~2V



新電元工業株式会社

本 社 東京都千代田区大手町 新大手町ビル 電話 (211) 2571 代表
大阪出張所 大阪市北区角田町 阪急航空ビル 電話 (36) 3294~3295



150 c/s までの

広範囲な電気現象を

精密に
容易に
低廉に
記録する

インク書きオシログラフ

IR-201型

■エレメント数は2, 4, 6, 8の4種類で最大振幅±25mmのときは6エレメントまでです。■ガルバノメーターは最高 150%の周波数特性のものおよび 0.7mA/cmの高感度のものなど多数そろっています。■記録速度は電氣的に広範囲に切換えられます。■信号用刻時用のペン付き電磁石装置を備えています。■リモートコントロールが可能です。

INK WRITING OSCILLOGRAPH



三栄測器株式会社

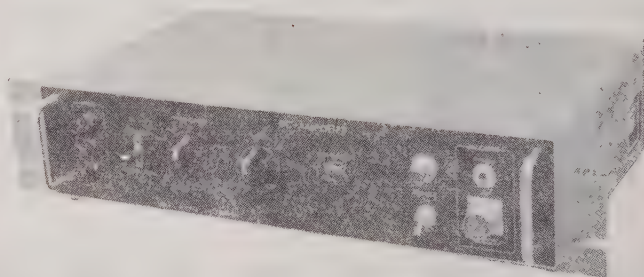
本社 東京都新宿区柏木1-9-5 Tel (371) 7117-8, 8114-5

工場 東京武蔵野市吉祥寺1635 Tel (022-②) 4941, 7825

DC AMPLIFIER

直流増幅器 DA-103型

- ★ 理・工・医のあらゆる分野における測定と解析に好適
- ★ インク書きオシログラフと電磁オシログラフのいずれにも組合せられる
- ★ 高感度
- ★ 電池不要
- ★ 電源電圧変動の影響をほとんど受けない
- ★ 操作簡便
- ★ ラックパネル式の構造で通信用標準架台に組込める
- ★ 低廉な価格



主要製品

インク書きオシログラフ、電磁オシログラフ、二現象ブラウン管オシロスコープ、ブラウン管連続撮影装置、直流増幅器、歪記録増幅器

日・米・英・独・特許

HIGH
PRECISION
PATENTED

世界最高水準品！ J. MICRO MOTOR

科学技術庁長官賞受賞
特許庁長官賞受賞
大河内記念賞受賞
朝日新聞発明賞受賞
科学技術庁注目発明選定

高信頼度 高追従性 安定性能

D. C. SERVO MOTOR, SERVO MOTOR GENERATOR

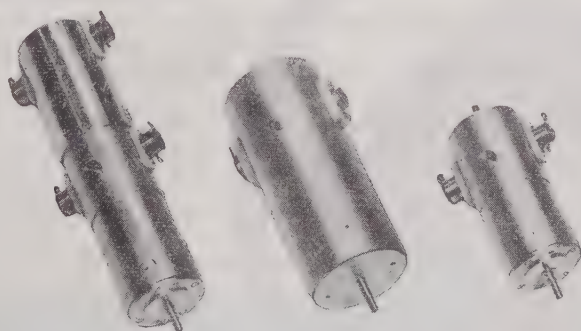
マイクロモーターは独特の構造をもつ極めて精巧な微小形低損失直流電動機で、短起動時定数、高信頼度を有し、自重 100 g のモーターの能率 73 % という 1/2 HP の直流電動機の能率に匹敵する高性能モーターである。

特に使用経過による作動電流の漸増傾向は全くなく性能は均一かつ安定である。

- | | | |
|-----|--|--|
| 特 徴 | (1) 各個特性の偏差が極めて少い | (6) $-50^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ で作動 |
| | (2) 直径 18 mm 重量 43 g | (7) 定格出力時定格回転数 3,000, 5,000 r.p.m. |
| | (3) 高能率 0.5 W 型 52 % 2 W 型 73 %
(連続定格出力時) | (8) 180 g の加速度に耐える |
| | (4) 定格負荷連続作動 2,000 時間以上 | (9) Hg 10^{-3}mm において作動 |
| | (5) 右転、左転特性一致 | (10) 短起動時定数 0.02 秒以下 |
| | | |
| | | |
| | | |
| | | |
| | | |

製造品目	微小形低損失直流電動機	微小形速度計発電機付直流電動機
	微小形低損失直流発電機	信号用直流電動機

当社で定めた規格テーブルの数値と納入製品性能との差異はなく、詳細な仕様規格によって納入します。



タコジェネレーター内蔵サ
ーボ用 マイクロモーター

能率 73 %, CL-4 B
強力マイクロモーター

CL-2 A
マイクロモーター

トランジスタテープレコーダー用普及品もございます

日本マイクロモーター株式会社

東京都目黒区下目黒 4-851 番地 電話 (713) 代表 2137~9

理化電機の 高性能自動平衡記録計器

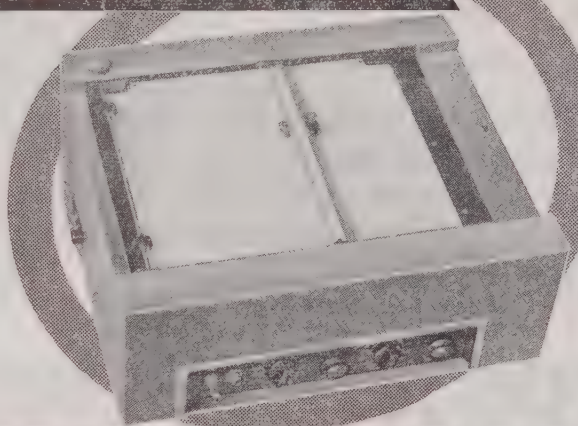
平面型 X-Y 軸記録計 (D4型)

性能

1. 測定電圧 5mV又は10mV
2. 追従速度 X・Y共1秒
(高速型 0.5秒)
3. 記録紙寸法 250×250mm
4. 確度 ± 0.3%

特長

- 記録紙を1枚宛セットする事も
ロール紙を使用して連続セット
する事も出来ます。
- 制動回路を有し制動特性が良好
で正確に鮮明に記録出来ます。
- 電源、電圧の変動に対し指示が
影響を受けません。
- 操作が非常に簡便です。



高速平衡記録計 (ER-G1 ER-G2)

(電子管式自動平衡型)

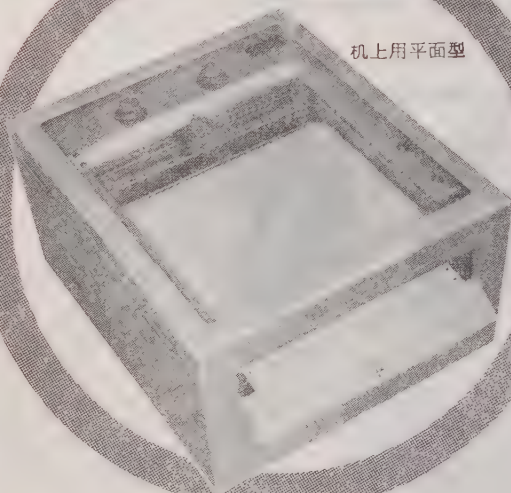
机上用平面型

性能

1. 測定電圧 10mVフルスケール
2. 追従速度 (ER-G1 0.7秒)
(ER-G2 0.3秒)
3. 記録紙幅 250mm
4. 確度 ± 0.3%
5. 記録紙送り速度
2,4,8,16,48cm 毎分、毎時
の10段切換

取扱が簡便・高性能で研究用に最適です。

他に二素子ER-H1, ER-H2があります。



営業品目

X-Y軸記録計 (ドラム型, 平面型)
直流磁化特性自動記録装置
二素子高速平衡記録計
極座標記録計
曲線自動追従装置

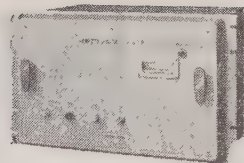
株式会社 理化電機研究所

東京都目黒区中目黒3-1119

TEL (712) 3549・(713) 8319



-TR-111 / 111D



-TR-278

タケダ理研の エレクトロニック カウンタ トリオ

-TR-111+ -TR-112A/B+ -TR-278

カウンタ

アクセサリ・ユニット

デジタル・プリンタ

0~220 MC, $0.3\mu s \sim 10^7 s$, accuracy $\pm 1 \pm 5 \times 10^{-8}$

-TR-111 10cps~220MCにわたる広範囲の周波数, $0.3\mu s \sim 10^7 s$ にわたる時間々隔測定, はば0 cps~10 KC にわたる周期等の高精度測定のできる最高級エレクトロニック・カウンタ

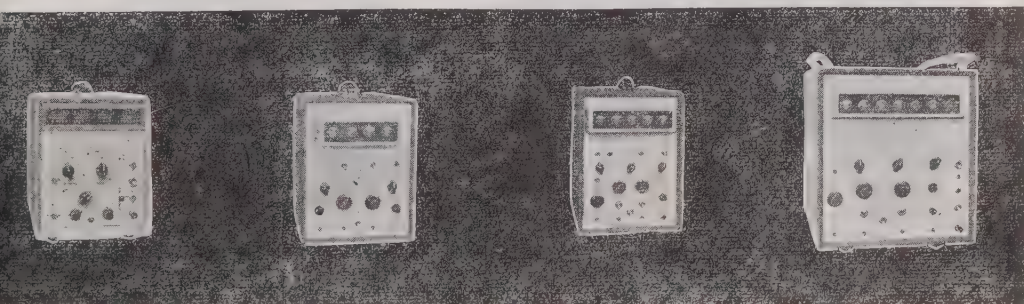
-TR-110 10cps~2 MCの周波数測定, 0~10 KCの周期測定, $3\mu s \sim 10^5 s$ の時間々隔測定等, 1台の6つの基本的機能をもつ高性能ユニバーサル・エレクトロニック・カウンタ

-TR-109B 10cps~200 KCの周波数測定, 0~10 KCの周期測定, $30\mu s \sim 10^4 s$ の時間々隔測定等が1台でできるユニバーサル・エレクトロニック・カウンタ

-TR-108D 現場に研究室の精密さをもたらす小型高性能のエレクトロニック・カウンタ
周波数10cps~200 KC, 時間 $100\mu s \sim 10^3 s$

-TR-124B オーディオ周波数, 回転数等の現場における精密測定用につくられた超小型カウンタ・デジタルペット

-TR-278 -TR-111/110/109B/108Dと連動して計数結果をただちに印字するデジタル・レコーダ



-TR-124B

-TR-108D/DD

-TR-109B/RD

-TR-110A/B/D/DD

タケダ理研工業株式会社・東京都練馬区旭町285・Tel(933)4111代

大阪営業所 大阪市北区梅ヶ枝町92ヤノシゲビル(宇治電ビル前) Tel: (312局)0051~0056

— 日測電子の —

デジタル計測器

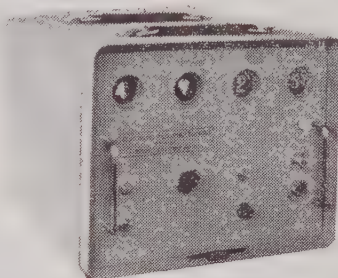
(各種エレクトロニックカウンター
カタログ贈呈)

周波数

回転数

時間

PS-301



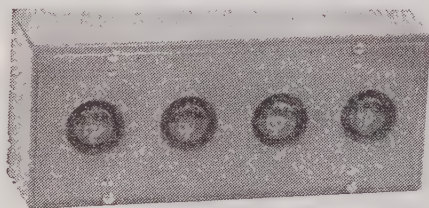
デジタル周波数 / 回転数計

PS-302

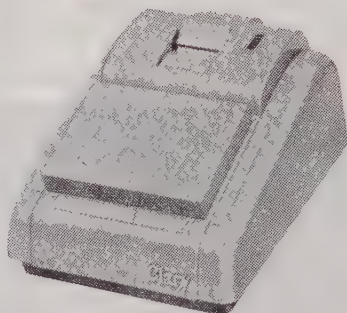
遠隔
表示

記録

4C-4R



リモート インジケーター



デジタル プリンター

NISSOKU

日測電子工業株式会社

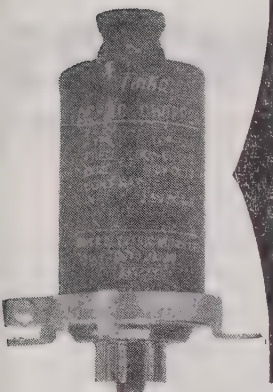
東京都港区芝金杉浜町70 TEL (451) 1815

Taiko

タイコーチョッパ

DC-ACチョッパ

チョッパは直流入力を交流に変換し、あるいはこれを増巾後出力を再び直流に転換する機能を有するもので、一般自動制御機器を始めとして直流増巾器、アナログ計算器の増巾器、自己平衡電位差計、マイクロボルトメータ等記録測定関係の各分野に使用されています。弊社は多年チョッパの研究に従事し、構造、振動機構等に独自の改良を行い特に雑音防止、長寿命の点に特色を有しています。



品 種	TCP-55A	TCP-55B	TCP-561A	TCP-561B	TCP-561C
定格駆動電圧電流 ※1	6.3V 70mA (50%)	65mA (60%)	6.3V 140mA (50%)	130mA (60%)	
定格周波数	50 ± 5 %		または 60 ± 5 %		
駆動電圧範囲	5V ~ 7.5V				
動作形式	S P D T		D P D T		
入力部変換回路	ベースピン 1 ~ 2 ~ 3				
入力変換電圧	1μV ~ 1.5V	1V ~ 50V	1μV ~ 1.5V	1μV ~ 1.5V	1V ~ 50V
入力変換電流(最大)	1mA	5mA	1mA	1mA	5mA
出力部変換回路	ベースピン 5 ~ 6 ~ 7				
出力変換電圧			1V ~ 50V	1μV ~ 1.5V	1V ~ 50V
出力変換電流(最大)			5mA	1mA	5mA
接点間および接点 際体間絶縁抵抗	10 ¹² Ω 以上				
巻線区体間絶縁抵抗	100MΩ 以上				
位 相 お く れ	30° (50%), 40° (60%)		30° (50%), 40° (60%) (入出力側共)		
位 相 耐 力			3 以 内		
材 格 度			3 % 以 内		
雑音(100kΩ負荷r.m.s.)			1μV 以下		
接 触 率 ※2			B B M 45 % M B B 55 %		
温 度 範 囲	-10°C ~ 60°C				
重 量	230 gr				

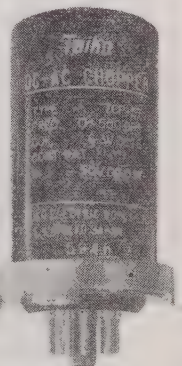
※1 御使用なさる定格駆動周波数を御指定下さい。

※2 接触率はBBMまたはMBBの何れかを御指定下さい、なお特に御要望のある場合は15%~75%の範囲にて特別に調整も致します。

特殊チョッパ

TCP-57, TCP-58チョッパは接点容量が大きく電源用として使用されると同時に、自動制御や計器用としての直流増巾器にも使用されます。但し低雑音を必要とする処には不向きで、此の用途にはTCP-55A又はTCP-561Aを御使用願います。

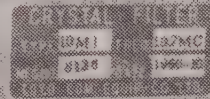
品 名	TCP - 58	TCP - 57
周 波 数 範 囲	定格 50% 又は 60%	定格 400%
駆 動 電 圧 (動作範囲)	定格 A・C 17.5V 50% (15 ~ 20V)	定格 A・C 6.3V 400% (5.5 ~ 8V)
線 輪 電 流 (mA)	40	60
線輪直流抵抗 20°C	380 Ω ± 5 %	22 Ω ± 5 %
入力部変換回路	ベースピン 1 ~ 2 ~ 3	
入力変換電圧	100 V 最大	50 V 最大
入力変換電流(最大)	0.3 A	0.1 A
接点間及び接点 際体間絶縁抵抗	最 小 200 MΩ	
巻線区体間絶縁抵抗	最 小 500 MΩ	
接 触 率	B・B・M	45 %
温 度 範 囲	-10°C ~ 60°C	
重 量	230 gr	



株式会社 大興電機製作所

本社・東京工場 東京都品川区東中延4の1402 電話 (781) 7155(代) 7181(代) 6411
 矢板工場 栃木県矢板市 電話(矢板) 36・49・63

新製品



10.7MC SERIES STANDARD CRYSTAL FILTERS

APPLICATIONS

• AM FM SSB RECEIVERS • DOPPLER RADAR SYSTEMS • FSK SYSTEMS
• FIXED CHANNEL RECEIVERS • SPECTRUM ANALYZERS

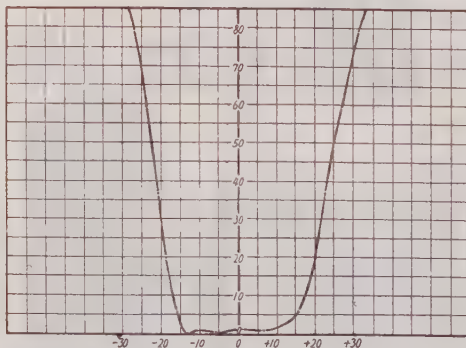
SYMMETRICAL BANDPASS

MODEL NO	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH 6 db	BANDWIDTH 60 db	INSERTION LOSS (MAX)	PASS BAND VARIATION (MAX)	IMPEDANCE OHMS (NOMINAL)	CASE SIZE L. W. H
10 M-A	10.7 Mc	30 Kc	60 Kc	6 db	3 db	2,500	80 × 24 × 30mm
10 M-B	〃	15 Kc	30 Kc	〃	〃	1,000	〃
10 M-E	〃	6 Kc	15 Kc	〃	2 db	500	〃
10 M-F	〃	3.5Kc	10 Kc	〃	〃	300	〃
10 M-H	〃	0.5Kc	2 Kc	〃	〃	2,000	〃
10 M-J	〃	30 Kc	50 Kc (75db)	8 db	3 db	2,000	117 × 24 × 30mm

CRYSTAL DISCRIMINATOR

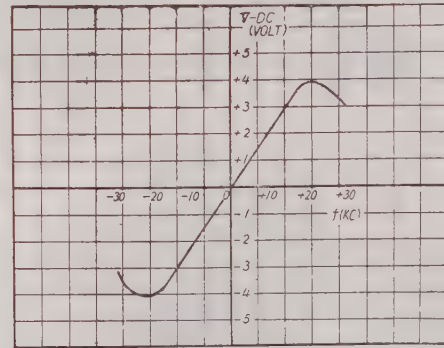
MODEL NO	CENTER FREQ	BAND WIDTH	IMPEDANCE OHMS	CASE SIZE L.W.H.
10M-DC	10.7 Mc	50 Kc PEAK TO PEAK	INPUT10K. OUTPUT500K	25 × 20 × 25mm

MODEL 10-MA
ATTENUATION VS. FREQUENCY



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc
CENTER FREQUENCY

MODEL 10M-DC
10.7Mc DISCRIMINATOR



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc
CENTER FREQUENCY

同一外形互換性を考えた10.7Mc 系例既設計、高信頼性の高周波水晶炉波器を御推奨いたします。
尚、特に新規設計にも応じますから何卒御用命の程御待ち申上げて居ります。



東洋通信機株式会社

本社及工場 神奈川県川崎市塚越3丁目484番地 電話 川崎(2)3771~3779, 276
東京営業所 東京都千代田区霞ヶ関3丁目3番地 鋼板ビル内 電話 東京 (591) 1973, 197
大阪営業所 大阪市西区江戸堀上通り2丁目37番地 (数吉ビル) 電話 土佐堀 (44) 4332 ~
福岡営業所 福岡市天神町58番地 天神ビル 電話 福岡 (5) 6031, 641

MIKION

満5ケ年と
実績2万余台に
成長した

ミキオン 3Eリレー

特許 218736

実用新案1件

出願済

— 3相平衡過負荷, 3相不平衡過負荷, 単相, 逆相電流保護 —

◆低圧電動機保護に 3E-25型 を!!

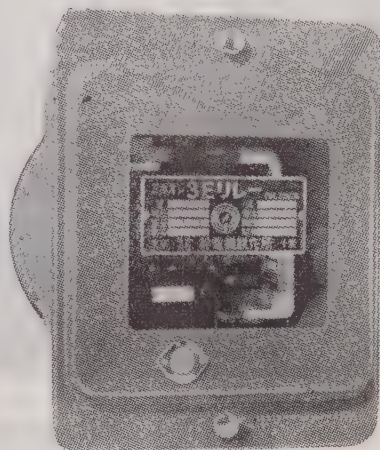
定限時々限 25秒 (於限時調整 No. 25) で動作時限を長時限に改良したと同時に**限時調整装置付**としましたから起動時間の長いモータにも, 短いモータにも調節が自由になりました。起動電流は漸減しますから起動時間 40秒程度のモータにも適用できます。

◆高圧籠形電動機保護に 3E-35型 を!!

定限時々限 35秒 (於限時調整 No. 10) で高圧及び低圧大型の籠形モータで駆動される大型送排風機等の起動時間の長いものに好適で, **限時調整装置付**ですから起動時間の短いモータにも適用できます。

◆高圧巻線形電動機の保護に 3E-2型 を!!

定限時々限 2秒 (於限時調整 No. 10) で高圧及び低圧大型の巻線形モータ, 整流子モータに好適, **限時調整装置付**ですから高圧受配電, 変圧器用にも適用できます。



3E-25型 解影丸胴埋込

◆数々の表彰

ミキオン 3E リレーは科学技術庁長官より輝く **実用発明のタイトル** を, 第8回東京都優秀発明展覧会に於て **優秀賞 (都知事賞)** を受賞し, 昭和 33年度全国発明表彰に於て **発明賞** を受賞しました。又昭和 34年度 **渋沢賞** を授与されて, その優秀性を認められています。

◆ミキオンの呼称について

弊社の 3E リレーは数々の表彰をうけるだけの優秀な性能を有していますので, 他のものと区別するため商標登録された **ミキオン** の愛称を冠して **ミキオン 3E リレー** の名称でおすすめすることになりました。

◆その他の製品

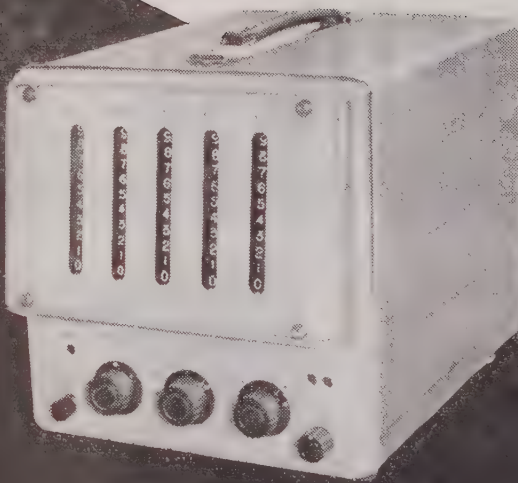
- ミキオン 3ESP リレー, 5.5kW 以上のスターデルタ電動機の保護継電器
- ミキオン SPP リレー 1F型, 動作表示器1個付の単相運転防止継電器
- 3F型, 動作表示器3個付で, どの相が断線したかを表示する単防リレー
- ミキオン GSP リレー 集団運転電動機欠相保護用
- ミキオン 低水位警報継電器, 深井戸ポンプ制御用
- ミキオン 液面制御継電器, 給排水用



株式
会社

幹 電 機 製 作 所

東京営業所 東京都千代田区神田和泉町 1-8 電話 東京(866)0937・(851)9226
本社、工場 千葉県千葉市登戸町 2-165 電話 千葉(2) 1873・5550
成東工場 千葉県山武郡成東町字辺田 電話 成東 147



1.2mc/s 分解能
D.C. 12V (7VA)

Q-171型 トランジスター式
自動計数器

デジタル計測の小野測器

2 年 間 保 証

広 い 測 定 範 囲 と 用 途

周 波 数 D. C. ~ 1.2 MC/S

回 転 数 0 ~ 600,000 rpm

時 間 間 隔 $10^{-6} \sim 10^5$ sec

小 型 ・ 軽 量 / (重量 6.5 kg)

電 源 — 交 直 両 用

A. C. 100 V (15 V A) / D. C. 12 V (7 V A)



株式会社 小野測器製作所

東京都大田区下丸子 2 5 7 Tel. (738) 1 9 0 0
(731) 9 9 3 7
(731) 8 8 6 6

高絶縁仕上に

Silox Pelgan Spray

速乾性シリコーン・ワニスで、極めて高い表面抵抗と耐アーク性を有し、各種強弱電機器の表面仕上用として使用されている。

		Silox Pelgan 7	Silox Pelgan C	Silox Pelgan Spray
粘 度 (c.p)		100~200	100~150	
絶縁耐力	常態	6200		5900
(v/0.1mm)	受水后 (24h)	6000		5500
体積固有抵抗	常態	1.8×10^{16}	1.1×10^{15}	1.2×10^{16}
($\Omega \cdot \text{cm}$)	浸水后	1.6×10^{16}	1.1×10^{15}	1.2×10^{16}
表面固有抵抗	常態		3.8×10^{15}	$> 2.0 \times 10^{16}$
(Ω)	浸水后		1.0×10^{15}	$> 2.0 \times 10^{16}$
	25°C			

富士高分子工業株式会社 (旧エ・ア・ブラウン・マクフアレン(株) 目黒研究所)

本社・目黒研究所 東京都目黒区上目黒3丁目1846 電話(713) 0195(代)
 東京連絡所 東京都中央区銀座2丁目3 米井ビル 電話 京橋(561) 5141-5
 大阪連絡所 大阪市東区今橋4丁目1 三菱信託ビル 電話 北浜(23) 727・4210

特約店 藤 本 産 業 株 式 会 社

本 社 大阪市北区宗是町1 (大ビル 871 号) 電話土佐堀 (44) 7831 (代)
 東京支店 東京都千代田区大手町1の3 (産経会館ビル別館313号) 電話(231) 6481-4, 4708-9(直通)
 名古屋支店 名古屋市中区島田町2の20 電話本局 (23) 3438, 2437・九州出張所・浜松出張所・北陸出張所

Silicone News

Dow Corning
5 Compound

碍子絶縁 } に応用
 塩塵害防止 }

型録は、下の点線囲みの部分を切抜き
 御請求下さい。

カタログ送附されたし

氏 名

住 所

勤務先
 (会社名)

電気学会雑誌-1-35

エ・ア・ブラウン・マクフアレン株式会社

東京都中央区銀座2~3米井ビル 電話(561) 5141~5
 大阪市東区今橋4 三菱信託ビル 電話(23) 727・4210

first in
 silicones

Dow Corning

FIRST IN SILICONES

C&C 直流安定化電源装置

505A形

(全トランジスタ式)



本器は出力電圧0~40V (連続可変) で6A (最大) の電流が供給できる直流安定化電源であります。

出力電圧 0~40V 連続可変
出力電流 6A
出力電圧安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル含有量 2mV 以下
内部抵抗 0.01 Ω 以下
入力電源 AC100V 50~60%
単相
消費電力 最大300VA

121形

(全トランジスタ式)

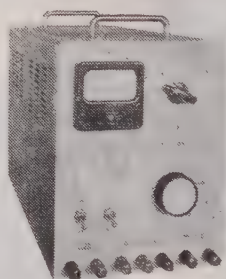


本装置は12種類の安定化直流電源を電子計算機用または自動制御プラント用に適するよう総括し、それらの各回路の保護ならびに警報回路を有し、またリレー等による制御運転回路を有する総合電源装置であります
(仕様により各種を製作しております。)

入力電源 定格(I) AC200V 3相 50/60%
定格(II) AC100V、単相 電圧変動 $\pm 5\%$ 以内

505C形

(電子管式)



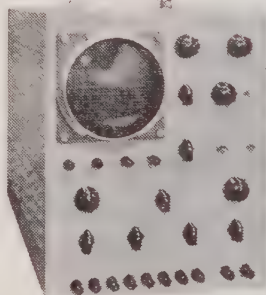
本器は出力電圧500~100V (連続可変) で300mA (最大) の電源が供給できる高電圧直流安定化電源であります。

1. 安定化直流高圧
出力 100~500V 0~300mA
安定度 $\pm 0.05\%$ 以内
リップル 1mV 以下
2. 継条用直流出力
出力 5.7~6.9VDC 0~1A
安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル 10mV 以下
3. 継条用交流出力 (2系統)
出力電圧 6.3V AC (unreg.)
出力電流 3A

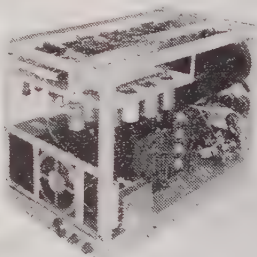
B-H Curve Tracer

強磁性体 (特にトロイダルコア) の品質管理および研究用としての決定版!

124形



本器は後段加速計5インチブラウン管を有するシンクロスコープ系統と2個の直流増巾器を有する検出系統を結合することにより、試料4個を接続し任意の2個を同時に比較および定量測定することができるようになっておりますので、従来この種測定装置では非常に困難であった比較および定量測定をパネル面のつまみで簡単に行なうことができます。



- | | |
|-------|---------------------------------|
| 測定項目 | 1. $B=B(t)$ 磁束密度波計 |
| | 2. $H=H(t)$ 磁界波形 |
| | 3. $B=B(H)$ B-Hカーブ |
| | 4. $B=\frac{2}{3}B(t)$ 巻線出力 |
| 測定周波数 | 50, 60, 350, 420, 1,000, 1,200% |
| 感度 | B軸 10mV/cm ~ 10V/cm |
| | H軸 100mV/cm ~ 10V/cm |
| 位相差 | 1%~100kc $\pm 5^\circ$ |
| 使用CRT | 5ABP1 |
| 入力電源 | 90~110V、50~60% |

呈カタログ

中央電子株式会社

東京都八王子市元本郷町2-155

TEL 八王子(026)2局2380・6748~9

SAILI

謹賀新年

■ 定電圧装置 ■

1961年の新春にあたり謹んでお慶び申上げ、併せて平素の御愛顧に対し厚く御礼申上げます。

御陰をもちまして定電圧装置の唯一の総合メーカーである弊社も順調に発展してまいり大容量定電圧装置の試験設備を完備した新工場の建設もとどこおりなく完成いたしました

これを機会に更に各用途に即した堅牢にして廉価・高性能の製品開発に一層の努力をいたし総合メーカーとしての御期待にそう所存であります。

特に本年は、三相鉄共振型定電圧装置（特許出願中）が完成し発売いたすことになりました。本装置は、本邦は勿論世界にもその例を見ず、弊社が絶大な自信をもって世に問うものであります。本装置は三相のすべての不平衡に対し満足し、速応性は勿論、波形も良く、且高性能である事は三相定電圧装置として何一つ不足のないものであります。工場の三相電源に又ビルの蛍光灯電源に装置すればその真価が如何なく発揮されると信じます。

何卒本年も旧年に倍する御指導・御鞭撻の程、御願い申上げる次第です。

Saili 済美電気株式会社

本社・工場 東京都世田谷区代田1-353 TEL (414) 5156 (代表)

町田工場 東京都町田市金森字8号1163-6 TEL (0274) 2193 (代表)

営業品目
AC AVR
DC AVR
誘導型AVR
摺動型AVR
発電機AVR
静止励磁機
定電流装置
教育用
磁気増巾器
特殊磁気増巾
器応用装置

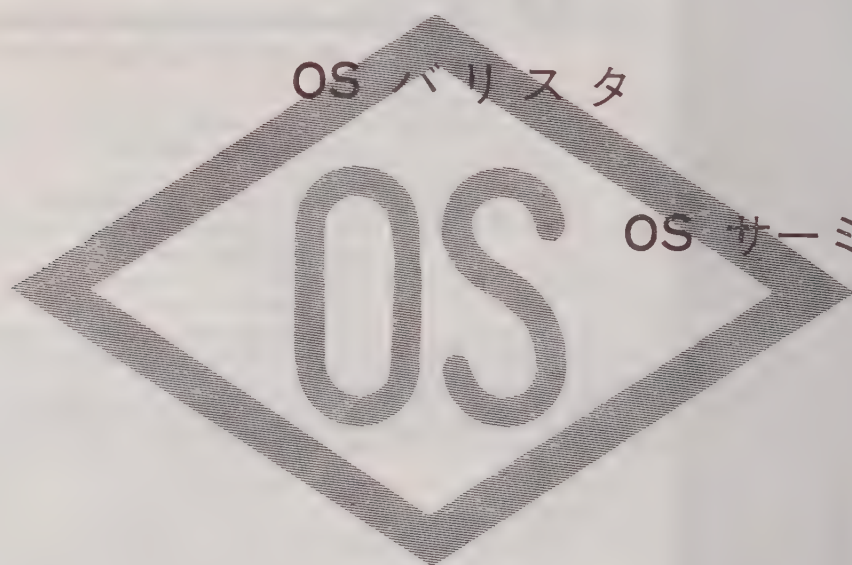
新発売！ 三相鉄共振型定電圧装置（特許出願中）

斯界に誇る完璧な総合技術が生んだ……

OS ELECTRONIC COMPONENTS

あらゆる電子機器の高性能高信頼化を推進する新しき働き手です

OS 電気接点



株式会社 大泉製作所

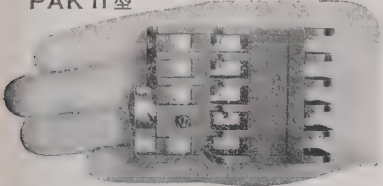
本社 東京都練馬区貫井町410 電話(991)1101~1 代表
銀座営業所 東京都中央区銀座西7~6 福田ビル 電話(571)8500~1

Tagami

PAK型 戸上電磁開閉器 シリーズ

500万回以上の機械的動作試験に合格，中央反撥バネ式により構造簡単，超小型軽量

PAK 11型



3 HP以下用一継電器用

本器は，独特の技術による最優秀品で，他の追従を許さず，なお11型は超小型で，3馬力以下用および，電磁継電器としても好評噴々型式名は定格電流と同じです

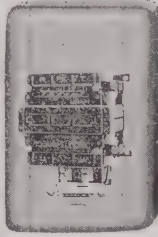


PB-2型
押釦の外観

75型



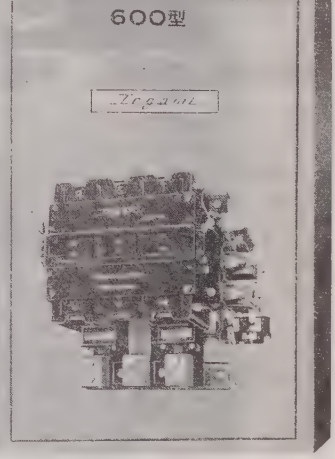
150型



300型



600型



11型

18型

35型



……近く7型(7A)を出します これは4a 4b迄の

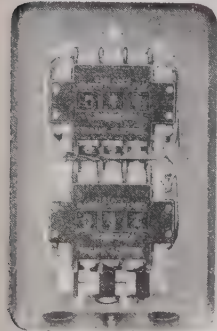
接触を付け得るので 電磁継電器用に適します 乞御期待……

モーターの起動用，オートメーション継電器用

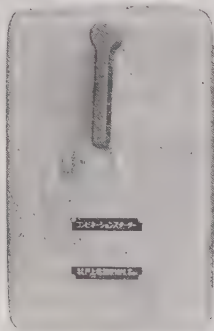
本器は一般には，上図の如く熱動継電器付とし，閉鎖型外函を有しますが，使用目的により，防食型，防爆型等，各種出来ます(左図) 尚制御用配電盤等には中身だけでも使用します

型式別 最大使用KW (HP) 表 (3P)

電 圧 型 式	200 / 220V		400 / 440V		取 付 得 る 補 助 接 触
	KW	(HP)	KW	(HP)	
11 型	2.2	3	2.2	3	1a 1b 其他
18 "	4.0	5	5.5	7.5	1a 1b(2a2b)
35 "	7.5	10	11	15	" " "
75 "	19	25	30	40	2a 2b 固定
150 "	37	50	55	75	" " "
300 "	75	100	110	150	" " "
600 "	150	200	220	300	" " "



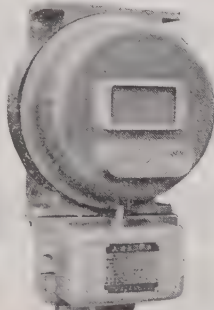
RSK 可逆型



GCM コンビネーション



PA-KT 防食型



KZM 新防爆型

PAK 型	閉鎖型 外函付 電磁開閉器(継電器付)
PAK-I	電磁開閉器 だけ(外函熱動継電器無)
PAK-II	電磁開閉器 熱動継電器付(外函なし)

東京営業所一港区芝罘ノ門 実業会館ビル …………… (電・(591)3900-2)
 大阪営業所一北区芝田町44 芝田ビル…………… (電・(312)3271-5)
 名古屋営業所一名古屋市駅前 住友銀行ビル…………… (電・(54)0623-272-4)
 福岡営業所一福岡市 西門ビル…………… (電・(91)222-1111)
 札幌営業所一大通西5丁目 大五ビル…………… (電・(2)222-1111)
 東京戸上商事一千代田区神田旭町 大蔵ビル …… (電・(251)5285-7546-9645)
 大阪戸上商事一住吉区住吉 芝田ビル…………… (電・(6)222-1111)
 名古屋工場一東区花田町148 …………… (電・88-18-1111)
 本社工場一佐賀市大財町385…………… (電・佐賀(代表)4121)

戸上電機製作所

電動機が過負荷、単相運転になると直ちに自動遮断する!!

(特許・実新出願済) 渦巻式熱動型過負荷継電器 (単極式)

新製品

略称

SOCリレー

温度補償装置付

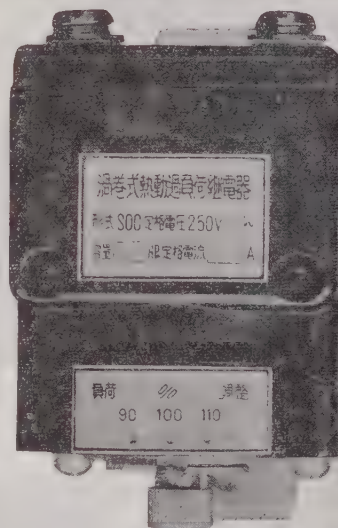
過負荷電流保護、単相運転防止、内部故障による主捲線輪の焼損防止

SOC リレーについて

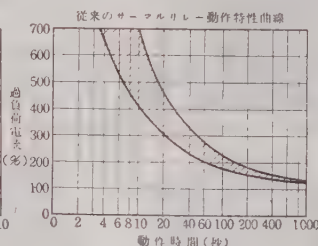
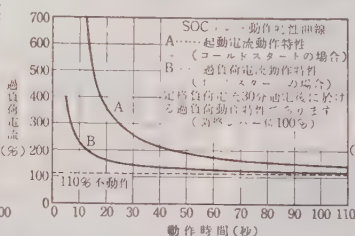
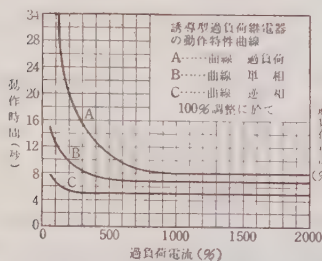
一般の熱動型過負荷継電器の動作素子バイメタルは短冊型を採用しておりますが、SOC リレーの動作素子は特殊なバイメタルを採用しておりますので、動作時間特性は非常に正確であり、それに合わせて調整されておりますから、夏期、冬期でも安定した動作時間特性であります。今までの過負荷継電器の動作特性と十分比肩し得ると確信いたします。本器は起動性、動作性、確実性、簡易性、信頼性、低廉性において他に類がないと確信して発売することになりました。どうかこのすばらしい特長をお試し下さい。

SOC リレーの主なる特徴

- ①起動特性 全電流の90% に対し起動時間 12 秒の裕度がありますから、特殊電動機を除き普通電動機に接続すれば全負荷投入起動運転が出来ます。
- ②動作特性と保護効果 電動機定格の 110% 負荷電流では不動作である。電動機焼損事故の原因とされる最も重なる単相電流は 170%~200% 程度流れます。この 170% 過電流に対し動作時間は 15 秒で動作し、200% 過電流に対し動作時間は 12 秒で確実に動作しますから、単相運転防止、過負荷保護、内部故障による焼損防止等保護効果を発揮いたします。
- ③周囲温度に影響されない 温度補償装置が完備されているから、船舶や様な寒湿地点に於いて周囲温度の変化の激しい船舶補機電動機の保護に過高温場所においても一定した保護特性である。
- ④電流調整 SOC リレーは引けず電流目盛方式 (閉路式) を標準として採用、電流調整は定電流の上下 10% に調整が出来ます。御希望により 15% または 20% 調整も可能で、また (特許) も製作いたします。
- ⑤過電流対重大である。それは渦巻式バイメタルと飽和変流器の両特性の結合により起動特性と動作特性がいじめるしく改善せられ、また変流器飽和特性により定格電流の 20 倍過流してもバイメタルに流れる電流は自動的に抑制されるから、バイメタルは安全に保持されると同時に過大電流は電流に反比例した時間で安全に回路遮断を行い電動機並に線路を保護する。
- ⑥電流容量の変更が簡単に出来る SOC リレーはシーラーの付いた飽和変流器を使用するため一次線の換替で簡単に変更が出来る。20 HP 以上 50 HP までで一次側貫通で使用できますから経済的であります。



動作特性の比較 従来のサーマルリレー、誘導型過負荷継電器、SOC リレーの 3 つの動作特性曲線にり比較して御理解願えれば幸甚であります



電気計器・継電器・変成器

カタログ進呈



ヒライ電計機株式会社

本社工場 京都市下京区中堂寺北町 28 電話壬生 (84) 1912・2428 番
 第二工場 京都市右京区山ノ内山ノ下町 2 電話壬生 (84) 9 6 5 0 番
 第三工場 京都市中京区壬生高樋町 8 (継電器工場)

近代設備から
生まれた：

信越

シリコーン

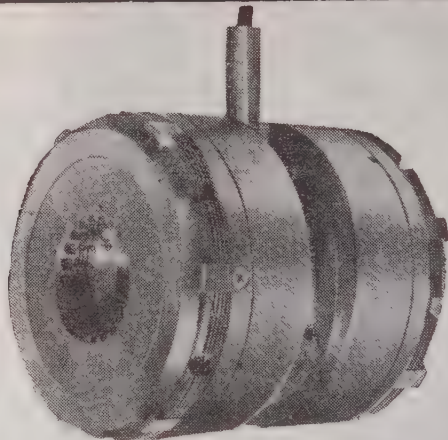
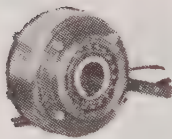
— 碍子に対する主な作用 —

- 碍子の表面を電氣的に絶縁するアミーバー作用
- 汚損物が附着しても 表面のはっ水性をたもつ
- 特別な気象条件（台風 煙塵汚損など）の保護
- 汚損物の固着を防ぎ 清掃を楽にする碍子保護



信越化学工業株式会社

東京都千代田区丸の内 1-2
TEL (211) 3141-10 / 3151-10



神鋼

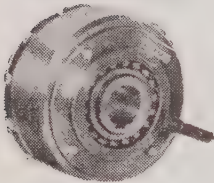
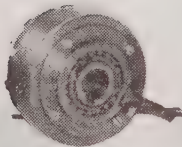
小型湿式多板

工作機械、産業機械の 自動化と能率向上に 電磁クラッチ 電磁ブレーキ

電磁クラッチ ブレーキ コンビネーション

■特長

- 寸法最小……最小の寸法で最大のトルクを発揮させます
- 残留トルク1%以下……独特の設計により残留トルクを画期的に少なくしました
- 刷子不要……装備並びに保守が容易です
- 調整永久不要……取付後の調整は一切不要です
- 取付簡単……取付部の歯切・加工を要しません



小型乾式多板電磁クラッチ・ブレーキも製作いたします。その他1000KW以上の大容量の電磁クラッチまで各種の豊富な型式を擁しています。



神鋼電機株式会社

本社 東京都中央区西八丁堀1の4
営業所 東京 大阪 名古屋 神戸 小倉 広島 札幌 富山

日新のNS形加速装置

直流変圧器式 2MV

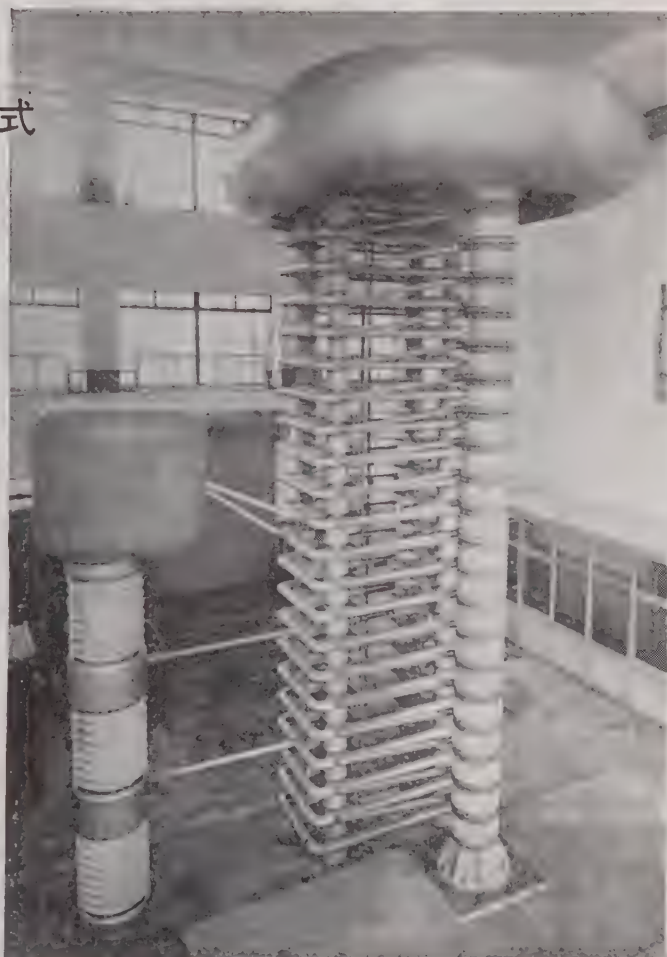
コンデンサとロータリースイッチにより直流変圧器と加速部とを組合せた大出力の静電加速装置であります。

動作特性はコッククロフト方式に類似していますが機械的にはケノトン、あるいはセレン整流器を使用しない点で大きな相違があります。

また他の方式に比して出力が大きく、廉価で、保守も簡単で工業面の利用に好適であります。

最大出力電圧
最大電子線電流
最大出力
最大走査幅
装置の高さ

2 MV
3 mA
6 kW
500 mm
8 m



日新電機株式会社

本社・工場 京都市右京区梅津高畝町20番地 電話京都(86)1131(代)
東京支社 東京都千代田区千代田2丁目1番地 電話東京(3)4011(代)
大阪支社 大阪市北区堂島浜通1丁目25番地(新大ビル7階) 電話大阪(36)7831(代)
名古屋営業所 名古屋市中村区笹島町1丁目1番地(新名古屋ビル北館4階) 電話名古屋(55)7015
出張所 札幌・仙台・富山・広島・福岡・八幡・高松 7423

製品目録

(OF式・DF式)
高圧進相用
低圧進相用
モーター起動用
有線・無線通信機用
テレビ・ラジオ用
雑音防止用
家庭電気機器用
直流高圧発生装置
衝擊電圧発生装置
衝擊大電流発生装置

工業標準化優良

が優



40余年の伝統に輝く



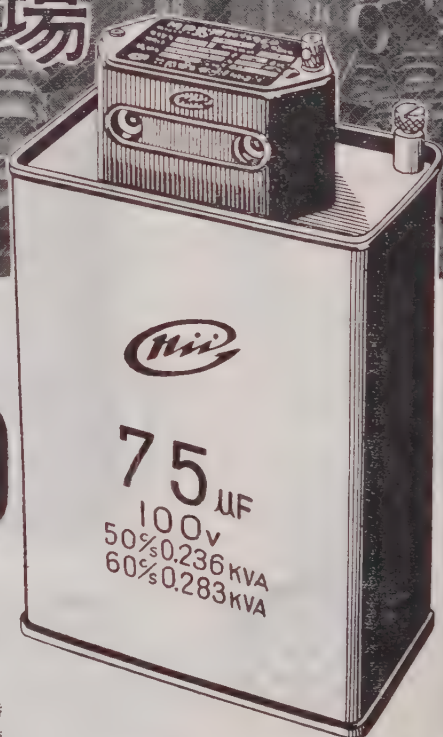
(進相用特高圧コンデンサ)
22,000V 60% 3φ 6,000kVA群

オイル・電解・MP・セラミック・タンタル・マイカ・マイラー

関西二井の コンデンサ

関西二井販売株式会社 本社・京都

東京営業所・港区芝浜松町4丁目1番地の9(電)④4035-6・5292・5344・4503番
名古屋営業所・中区桜町1の12石原ビル(電)⑨3451・4117番
大阪営業所・北区茶屋町37番地(電)⑩2496-8・1872・2868・5449・6849番
九州駐在所・福岡市外二日市旭町1097(電)二日市52番



進相低圧コンデンサ

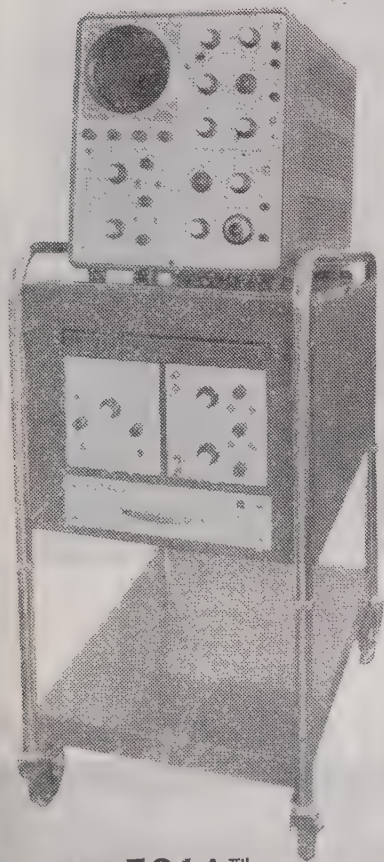
株式会社 関西二井製作所

V.H

(垂直、水平 プラグイン型)

DC-50MC

広帯域 シンクロスコープ



新製品 501A型

501A型シンクロスコープは V(垂直軸)、H(水平軸)が、プラグイン式ですから、付属のユニットをさしかえれば、一台で広範囲に活用できます。

DC~50MC	501A型 (プラグイン式)
DC~20MC	502A型 (プラグイン式)
DC~15MC	CT-521B型
DC~10MC	CT-520A型
DC~1MC	CT-511A型

お問い合わせは……

最寄りのナショナル計測器販売代行店あるいは、弊社の営業所、出張所までご連絡下さい。



松下通信工業

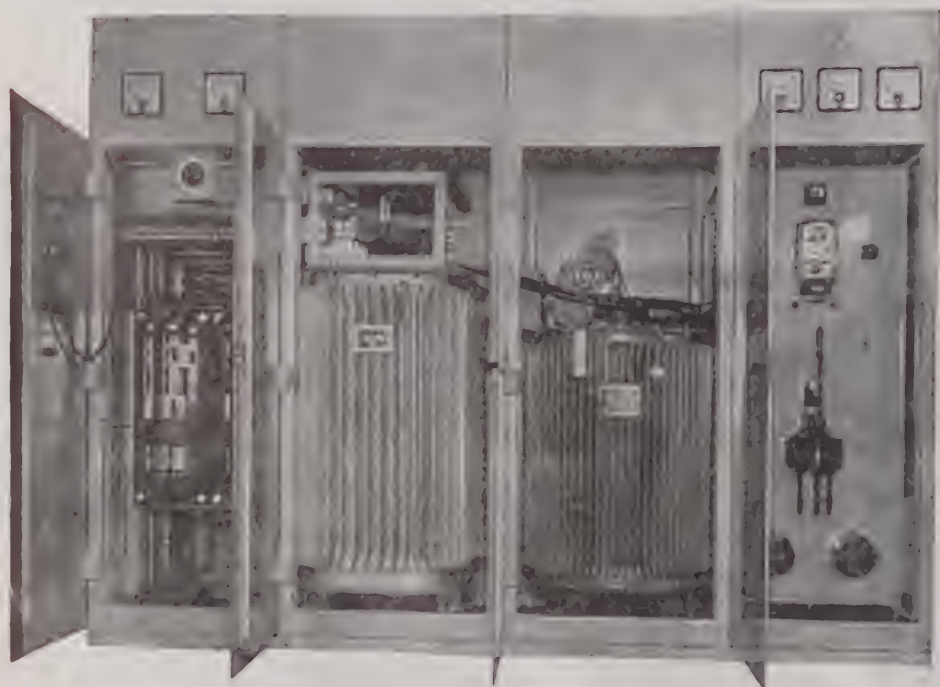
カタログ進呈 松下通信工業株式会社
横浜市港北区綱島町 TEL(046) 2751代

セレン整流器

Sansha

ゲルマニウム整流器

シリコン整流器



冷式 ゲルマニウム整流器



株式会社 三社電機製作所

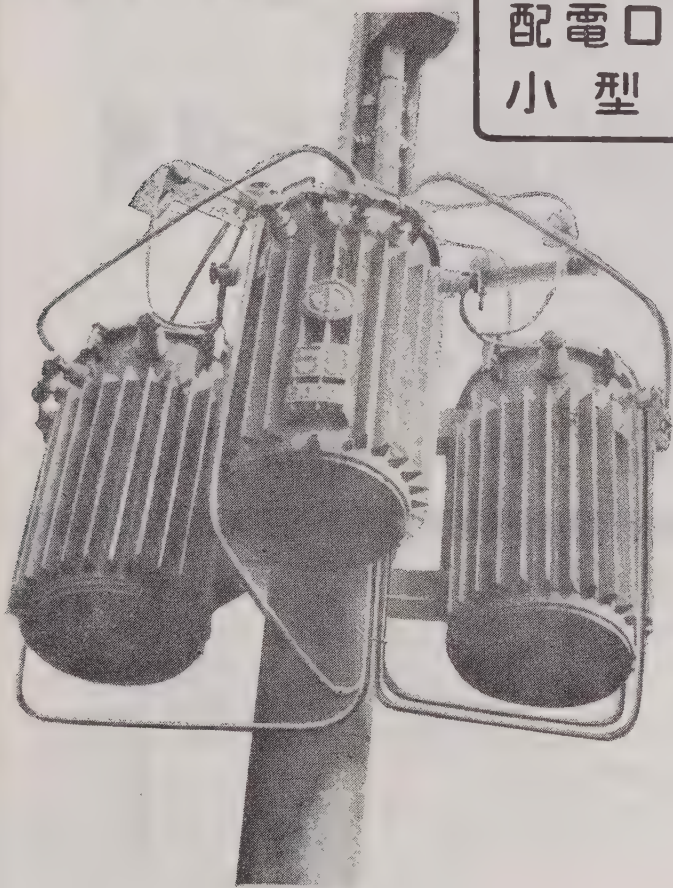
本社・工場 大阪市東淀川区淡路本町1の150 電(37)6636-9
東京出張所 東京都港区芝罘本町30 電(501)9911-2



巻鉄心型変圧器

— 特 長 —

配電口スの軽減
小型・軽量



交・直流アーク熔接機
ユニオンメルト自動熔接機
ヘリアーク・シグマ熔接機
スタッド熔接機
自動治具熔接装置

及

軟 鋼・合 金 鋼
ステンレス・銅 合 金
軽金属熔接用各種ワイヤー
標 準 変 圧 器
大 型 変 圧 器
捲 鉄 心 変 圧 器
ネ オ ン 変 圧 器
各 種 変 圧 器

大阪変圧器株式会社

本 社
東京事務所
九州営業所

大阪市東淀川区元今里北通 3 の 14 電話(代表)大阪(301) 1 2 1 2
東京都千代田区丸の内 2 の 2 (丸ビル) 電話東京 ㊦ 821-3-4562-3
福岡市天神町 58 (天神ビル) 電 話 福岡 ㊦ 4735-6

日本製鋼-ボフマーフェライン

高張力非磁鋼の技術提携

ゼネレーターローターシャフト用 非磁鋼エンドリングの国産化なる

当社は昭和33年3月ドイツ国ボフマーフェライン社と大型鋼塊の真空造塊に関する技術提携を行いました。更に昭和35年3月に同社門外不出でありました高張力非磁鋼エンドリングの製作に関する技術導入が成立いたしました。これは同社が世界で始めて外部に提携した秘蔵の技術であります。



株式会社 日本製鋼所

東京都千代田区有楽町1-12 日比谷三井ビル
電話 501 6111 (大代表)

支社 大阪市北区中之島2-22
営業所 福岡市天神町・札幌市南一条

井上

エポキシモールド変流器



形式試験として、関西電力株式会社殿御採用のモールド変流器用品新規格の長時間耐圧試験中の井上エポキシモールド変流器C E-65形およびC E-65-2形、6900V，40VA

- (1) エポキシモールド変成器は、硬化時に樹脂の収縮率が小さく内部歪を殆んど残さないのでクラックの発生の恐れがありません。
- (2) エポキシモールド変成器は、樹脂の線膨張係数が小さく、ヒート、サイクルに対する発生応力が少いので安定性があります。即ち100℃の熱風中に2時間、0℃の冷水中に2時間投入することを3回繰返しても少しの異常も生じておりません。
- (3) エポキシモールド変成器は、耐湿、耐水性が極めて良好であります。
- (4) エポキシモールド変成器は、他の樹脂に比較して電気的特性がすぐれているため高度の絶縁特性を有しています。
- (5) エポキシモールド変成器は、機械的強度が大であり、内力、外力に対して極めて強い特長を有しております。
- (6) エポキシモールド変成器は、耐油、耐酸、耐アルカリ性が強く安定性があるため、化学工場等の特殊な場所にも使用出来ます。

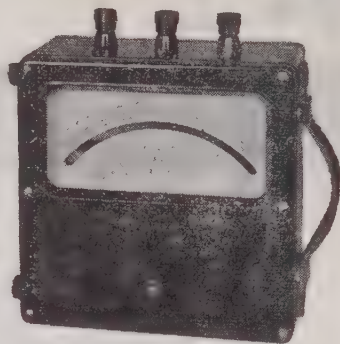


株式会社 井上電機製作所

本社・工場 京都市外向日町 電話(09)8121(代) 向日町601(代)

品質を誇る 東洋の計器

- ☆ 品質管理用に
- ☆ 配電盤の信頼性向上に
- ☆ 機器の品位向上に
- ☆ 生産の合理化に
- ☆ 保守の簡素化に

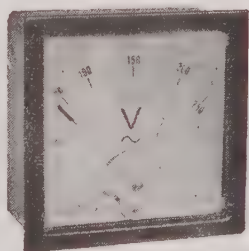


AP-5型

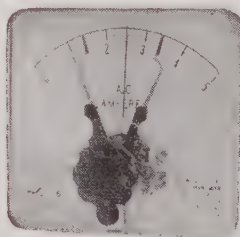


CRf-135型

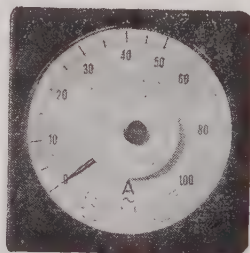
(カタログ進呈)



ARK-100型



強圧式メーターリレー



VRf-110型

電気計器・工業計器・測定器・メーターリレー
電気式回転計・メガー・抵抗器・テスター



日本工業規格表示許可工場



東洋計器株式会社

本社 大阪市南区南炭屋町 11 電話 (75) 3576~7・2460
東京営業所 東京都渋谷区恵比寿通り 2 の 13 電話 白金 (441) 3643



オリエンタルの小型モーター

コストダウンの秘密

小型モーターにとって、機能的に最も重要なステーター、ローター、軸受部分等についてはどの製品に対しても最高の技術を注ぎこんで作っていますが、当社のPシリーズ小型モーターは特に設計を変えてトランスファーマシンを導入し加工工程を合理化することにより大巾にコストダウンされた製品です。くわしくは実物により御研究下さい。

カタログは当社広告係宛御請求下さい。

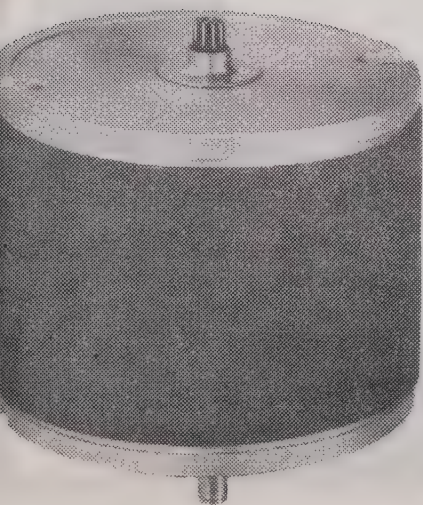
Pシリーズ小型モーター

シンクロナスモーター

出力 1 W 3480 円, 5 W 3990 円

インダクションモーター

出力 2 W 3480 円, 7 W 3990 円



オリエンタルモーター株式会社

本社 東京都台東区浅草小島町2-31 TEL (851)3148・3149・3140
関西出張所 大阪市北区芝田町97新梅田ビル TEL(36)5491(代)・9709(直)



リコー自動電圧調整装置

凡ゆる機器の制御は電源電圧の自動制御から.....
 専門メーカーのリコー定電圧装置は負荷機器の種類により磁気増幅型(MR型) 摺動変圧器型(MDR型) 鉄共振型(FR型)の3群に岐け製作いたしております。
 各電力会社, 有力産業会社, 学校の現場或いは研究室用の電源として多数御採用賜り, 絶対の信頼を頂いております。

自動電圧調整装置標準仕様

型 式	入力電圧 変動範囲	周 波 数 変化範囲	出力電圧 精 度	負荷変化 範 囲	応答時間	製作機 容 量
鉄共振型	70~120V 又ハ 170~240V	50 c/s 又ハ 60 c/s	±1% 以内	0~100%	即応	100 VA ~ 5 kVA
摺動 変圧器型	70~120V 又ハ 140~240V	影響なし	±2% 以内	0~100%	平均 2.5 V/秒 以内	1 kVA ~ 50 kVA
磁 増 幅 精 密 型	80~120V 又ハ 160~240V	46~52 c/s 又ハ 56~62 c/s	±0.5 以内	0~100%	0.2 秒 以内	100 VA ~ 30 kVA

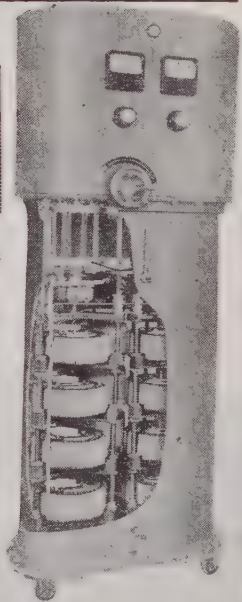
変圧器摺動型 1φ 20 kVA

磁気増幅器型新資料贈呈

スライド・トランス 摺動変圧器

スライド・トランスの用途は電気応用機器の発展と多岐化にともないテレビの電圧調整器から電力, 電機会社の設備用迄広範囲にわたっております。
 弊社ではスライド・トランスの利点を御認識願ひ度く, 日夜凡ゆる部品, 機構の研究を続け, 海外迄広く御利用願っております。
 現在用途別に次の型式のものを製作いたしております。

型 式	TYPE	使 用 法	製 作 容 量
据置式	R S RSD	操作ハンドルが垂直に取付けられ据置の位置で使用する	1φ 100 VA~10 kVA 3φ 2 kVA~30 kVA
パネル 取付型	P S	制御盤等に直接取付けて使用する	1φ 100 VA~3 kVA
壁 式	S S	筐体内部に組込んで使用する又は壁掛式で使用する	1φ 4 kVA~10 kVA 3φ 1.73~17.3 kVA
油 入 自注式	O S	耐爆・耐酸性を必要の場合又は大容量のもの	1φ 500 VA~3φ 50 kVA



3φ 40 kVA 200 V/0~240 V

リコー OS 型

スライド・トランス

理 東京理工舎

東京都北区田端新町 2-5 電話 (867) 9171 (代) - 4

カタログ資料急送
申上ます

マグネトロン用変調管

JRC水素入サイラトロン

高電圧・大電力用

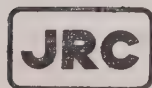
水素入サイラトロンはマグネトロン変調用として、レーダに広く用いられております。近年はレーダのみならず工業用にも使用されるようになりました。当社では、小はMT管より大は数拾MW出力に至る迄のシリーズを完成し、更に新管種を開発研究中であります。

水素入サイラトロンは各管共酸化物陰極を有するグリッド制御3極放電管であります。一般のサイラトロンと異なる所は、最も質量の小さい水素を封入し、特殊な構造により、高電圧に耐え大電流をとり得ることで、パルス動作に適当した設計となっております。

サイラトロン シリーズ完成!

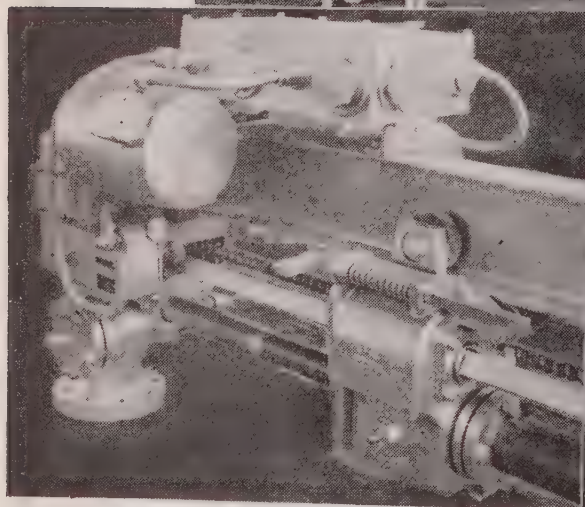
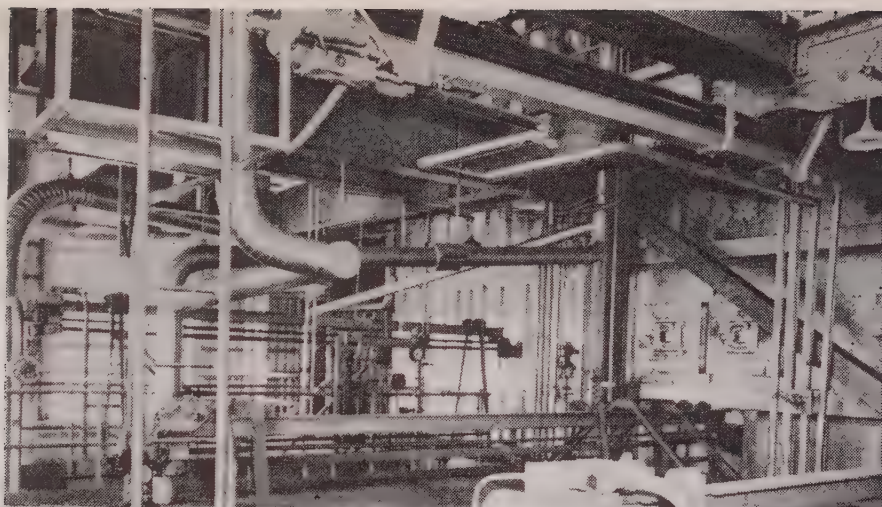
管 種	陰 極		最 大 陽 極 定 格				最大損失 係 数 (注1)	最 大 せん頭 出 力 (kW)	外 国 製 相 当 管	備 考
	電圧 (V)	電流 (A)	せん頭 順電圧 (V)	せん頭 逆電圧 (V)	せん頭 電 流 (A)	平均電流 (mA)				
1G58P	6.3	2.3	1,000	1,000	20	50	0.1×10^9	10	1258	7ピンMT管
1G45P/6130	6.3	2.25	3,000	3,000	35	45	0.3×10^9	55	3C45/6130	6130は1G45P の高空用
1G35P	6.3	6.1	8,000	8,000	90	100	2×10^9	360	4C35	
1G25P	6.3	8.0	12,000	12,000	120	150	3.8×10^9	720	—	
2G22P	6.3	11	16,000	16,000	325	200	3.2×10^9	1,600	5C22	
3G49P	6.3	19	25,000	25,000	500	500	6.25×10^9	6,000	5949	水素リザーバ付 リザーバ電圧 =3~5.5V
4G48P	6.3	29	25,000	25,000	1,000	1,000	9×10^9	12,500	5948	水素リザーバ付 リザーバ電圧 =3~5.5V

注1：せん頭陽極順電圧，せん頭陽極電流，パルス繰返数の積



日本無線株式会社

東京都港区芝田村町1の7 第3森ビル 電話 東京(591)(代)9311(代)9...
 大阪市北区堂島中1の22 電話 大阪 ③ 4631~6
 福岡市新開町3の53 立石ビル 電話 福岡 ② 0277



三菱 バルカン スーツ ブロー

汽缶効率を最高度に保ち、燃料費の節約その他で経済性を高める優秀な煤吹装置です。



三菱造船株式会社

本社 東京都千代田区丸の内2の4(三菱本館)

電話 東京 (281) 5111・3111(原動機械課)

電 気 学 会 雑 誌

昭 和 36 年 1 月

第 81 卷 第 1 冊 第 868 号

ISSN 0013-7944

本 号 の み ど こ ろ

36 年連合大会案内 (再告)、電気関係事業功労者の推薦について、最近の半導体装置とその応用専門講習会 (再告)、非線形磁気応用・電磁界理論各研究専門委員会資料頒布、CIGRE 第 19 回大会論文募集、その他 の会告がある。(前 5~7)

炭素被膜抵抗器の高周波特性の改良 炭素被膜抵抗器の両端の平行円板電極の縁に適当な長さのひさしを付けて抵抗皮膜面に分布する静電容量を減少し、高周波における特性の改善方法を電解液法による模擬実験によって求めたもの。

(1 ページ)

電力の負荷特性について 総合負荷曲線を平坦化する能力あるいは水力の季節変化を調整する能力を表わす尺度として負荷特性 $\lambda = r\sigma/m$ を定義し、これと電力料金、電力料金制度 および電力の生産原価との関係を調査したもの。(7 ページ)

静電形電力計による高磁束密度常規鉄損比較測定法 象限電位計を低力率用の電力計として使用し、高磁束密度における鉄損の測定を試みかつ高磁束密度における実効重量の決定方法についても新方法を提案している。(17 ページ)

直列インバータの抵抗負荷時の定常特性 直列インバータについて抵抗負荷時の定常特性を、2 個の回路パラメータを使って無次元化して取り扱って計算し、出力電圧変動率、放電管転流の安定度、運転が可能であるための条件、回路素子のピーク電圧などについて検討している。(23 ページ)

2 進コードの変換 2 進コードを論ずる一手法として 2 進コードの変換を組織的に取り扱うことを目的とし、変換の関係を行列で表わし、コードの一般的変換法、線形変換の条件、線形変換で不変な性質としてコードの対称性、補数性の問題などを論じている。(33 ページ)

周波数制御発電所の負荷分担に関する基礎的考察 調整用発電所出力の最大許容変化幅および変化速度与えられた場合に周波数変化を最小に維持するための調整用発電所の運用方法を論じ、かつ 1 系統でこの方法を適用した場合の周波数変化の程度につき計算例を示している。(41 ページ)

制御系の統計的設計法に対する多重確率過程予測理論の応用 定値制御系において制御機器の出力変化幅と出力変化速度に制限のある場合、その限界内で制御偏差を最小にするための制御系の設計法を Wiener の多重確率過程予測理論を用いて理論的に解析したもの。(51 ページ)

数値計算の誤差 (電力系統問題の解析を対象として)

微分方程式を数値解する場合の誤差は、変数の間隔 Δt のとり方による。 Z 変換を用いて誤差の大きさを Δt の関数として求め、誤差を一定範囲に限定するに必要な Δt の大きさおよび変数の分割数を計算している。(57 ページ)

周波数調整用発電所と調速運転発電所の協調について

電力系統における周波数の時間的な変化を試験結果と対比して統計的に考察する方法を述べ、次に正弦波的变化およびランダム変化に対し最適制御するための AFC 装置の感度ならびに応動特性を決定する方法、ガバナの特性との関係について述べてある。(67 ページ)

核磁気共鳴吸収によるキャストレジンの熟成に関する研究

課電によるキャストレジンの熟成の原因が電界エネルギーの作用に基づくものであるとして、これを磁気共鳴の点より実験により確認した。(77 ページ)

気象と電子技術 気象観測、気象通報、天気予報の各分野における電子技術の役割について述べ、アメリカで計画中の気象観測-通報-予報の全工程をオートメーション化しようという試みを解説し、また気象統計と電子技術などについて述べている。(講演 84 ページ)

貿易自由化と電子工業 貿易自由化と電子工業に関して、まずわが国電子工業の現状を述べ、自由化にともなう問題点を解説し、電子工業の振興対策にふれたもの。

(講演 92 ページ)

交流電化における通信誘導防止 最近わが国の交流電化が着々と進められているが、単相回路であるため特に通信誘導妨害の問題が採り上げられ、わが国における対策を中心に諸外国の方式と比較調査して、特に詳細な解説がされている。(技術総説 99 ページ)

目 次

資 料・論 文

炭素被膜抵抗器の高周波特性の改良	津端 一郎	1 (1)
電力の負荷特性について (負荷調整能力に対する指標の導入)	菅原 正巳	7 (2)
静電形電力計による高磁束密度常規鉄損比較測定法	成田 賢仁・山崎 亨	17 (3)
直列インバータの抵抗負荷時の定常特性	河合 正	23 (4)
2進コードの変換	福永圭之介	33 (5)
周波数制御発電所の負荷分担に関する基礎的考察	関根 泰次	41 (6)
制御系の統計的設計法に対する多重確率過程予測理論の一応用	関根 泰次	51 (7)
数値計算の誤差 (電力系統問題の解析を対象として)	馬場 準一・林 重雄	57 (8)
周波数調整用発電所と調速運転発電所の協調について	田村 康男	67 (9)
核磁気共鳴吸収によるキャストレジンの熟成に関する研究	松下 昭	77 (10)

講 演

気象と電子技術	荒川 秀俊	84 (11)
貿易自由化と電子工業	矢川 豊	92 (12)

技 術 綜 説

交流電化における通信誘導防止	宮下 一雄	99 (13)
----------------------	-------	---------

製 品 紹 介

水冷電線	昭和電線電纜株式会社	107 (14)
スチロフレックス同軸ケーブル	大日電線株式会社	108 (15)
全アルミバスダクト	古河電気工業株式会社	109 (16)
日立アルミ被鋼線	日立電線株式会社	110 (17)

学 界 時 報

特 許 紹 介		140 (18)
---------------	--	----------

ニ ュ ー ス

本 会 記 事		143 (19)
---------------	--	----------

調査委員会記事

会 告 36 年連合大会案内(再告), 電気関係事業功労者推薦について, 最近の半導体装置とその応用専門		149 (20)
--	--	----------

講習会(再告), 非線形磁気応用・電磁界理論各研究専門委員会資料頒布, CIGRE 第 19 回大会論文
募集, その他] (会告 1~

電 気 学 会 雑 誌 へ の 寄 稿 注 意

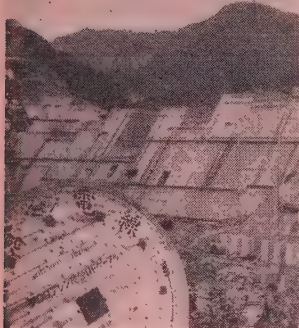
- 寄稿者は原則として本会会員に限る。
- 本会所定原稿用紙に「電気学会雑誌寄稿のしおり」に基づいて執筆のこと。これらは申込み次第送付する。
- 寄稿の種類
 - 資料・論文 (長さは刷上り10ページ以内, 英文要旨付)
(雑誌1ページは本会原稿用紙で6枚)
学術および技術に寄与する新しい研究成果
 - 誌上討論 (長さは原則として刷上り1ページ以内)
本会誌に掲載された事項に関する討論およびそれに対する原著者の回答
 - 寄書 (長さは原則として刷上り2ページ以内)
学術又は技術に関して, 会員一般の関心を促すための意見, 本会の事業および動向に対する批判, 意見等
- 4 会員の声 (600 字以内, 用紙随意)
雑誌, 講演会その他本会の事業を改善するための建設的意見等を簡潔に執筆したもの。誌上匿名は差支ない。採否は編修理事が決定する。又要旨だけ掲載する場合もある。
- 5 本会受付前に他の公開出版物にはほぼ同じ位詳しく掲載されたものは原則として掲載しない。
- 6 英文要旨 資料・論文に 300~500 語以内 (図表を付けない) の英文要旨を付けること。これは海外向本会誌のみに掲載する。
- 7 原稿の送付先 東京都千代田区有楽町 1 丁目 3 番地
電気学会編修課
- 8 別 刷 50 部までは無料で著者に贈呈。それ以上は有料。

奧只見發電所納

(藤倉電線株式会社)

電源開発奥只見発電所は地下式発電所で、133,000 kVA の発電機 3 基がすえられている。ここで発生された電力は、地下の変圧器によって 287.5 kV に昇圧され、超高圧ケーブル 3 回線によって約 100 m の斜坑を通して地上の開閉所まで送電される。

ケーブルは 287.5 kV, 200 mm² で絶縁には薄紙を使用して絶縁耐力を高め、高低差による内部油圧の上昇に対してはステンレスを使用して補強しクロロプレン防食を施した構造としてある。

[illegible]

一 店 告 目 次

ア			イ			エ			オ			カ			キ			ク			ケ			コ			サ			シ			ス			セ			タ			チ			ツ			テ			ト			ナ			フ																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																		
明愛	製機	作所	(後16)	共立出版	(後2)	大興電機	(前29)	中村電機	(後22)	富士機	器(後8)	富	士	機	器(後19)	共	和	学	社	(後14)	大成	化機	(後22)	永	鋼	コ	ル	ク	工	業	(後7)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(後19)	富	士	機	器(



電 氣 学 会

東京都千代田区有楽町一丁目三番地

電話和田會 (201) { 0983 番 振替口座 東京 3168 番
0984

電 気 学 会 編 修 委 員 会

委員長 宮本 茂業 (東芝) 幹事長 小沢 健一 (明電)
幹 事 森 英夫 (電試) 柳井 久義 (東大) 上之園親佐 (電中研)

編 修 委 員

- 第一部門** 主査 高山 一男 (通研), 副主査 小林 茂雄 (電試)
委員 石橋 文男 (熊本大), 大石 嘉雄 (阪大), 宇田川銑久 (名大), 上田 実 (名大), 片岡恒 (愛媛大), 木俣 守彦 (早大), 岸 源也 (東工大), 沼崎 信雄 (横河), 森 為可 (慶大)
- 第二部門** 主査 山村 竜男 (国鉄), 副主査 石崎 彰 (明電)
委員 大嶋 幸一 (日新), 菊地 正 (東北大), 栗田健太郎 (日立), 近藤 晴男 (安川), 土井晋一 (東芝), 古川 徹也 (富士), 迎 久雄 (三菱), 吉雄 稔彦 (東芝)
- 第三部門** 主査 日高 一彦 (電試), 副主査 藤井 祐三 (東電)
委員 小川三樹雄 (関西電), 尾出 和也 (電中研), 大月 清一 (中国電), 工藤 康雄 (金沢大), 佐波 正一 (東芝), 市東礼次郎 (電源開発), 藤井新兵衛 (電試), 藤本 悟郎 (四国電), 武藤 三郎 (名工大), 山下 実 (東北電)
- 第四部門** 主査 矢崎 銀作 (通研), 副主査 田宮 潤 (東大)
委員 井上 浩 (富山大), 池上 淳一 (京大), 市川 真人 (名大), 大野 克郎 (九州大), 川野 革 (広島大), 川橋 猛 (日電), 鈴木 道雄 (北海道大), 新美 達也 (通研), 水利 康 (東芝)
- 第五部門** 主査 山川 重一 (東芝), 副主査 日下部悦二 (古河)
委員 小沢 保知 (北海道大), 木村 五郎 (八幡), 小林 栄二 (日立), 小林 四郎 (住友), 中村二郎 (藤倉), 福井 清 (東芝), 松久 恒三 (国鉄)
- 第六部門** 主査 野村 民也 (東大), 副主査 矢板 徹 (電試)
委員 黒川 一夫 (電試), 西原 宏 (京大), 西村正太郎 (阪大), 馬場 準一 (三菱), 本田 波雄 (東北大), 三浦 武雄 (日立), 三浦 良一 (北海道大), 元岡 達 (東大)

学 界 時 報 委 員

- 主 任 森 英夫 (電試)
- 第一部門** 池沢 茂 (日電), 池田三穂司 (電試), 鳩山 道夫 (ソニー)
- 第二部門** 井手 学 (東芝), 清水 照久 (富士), 中野 義映 (東工大), 山田 栄一 (三菱)
- 第三部門** 木村 哲 (電源開発), 近藤 晃 (電試), 鶴見 策郎 (電試), 中島 隆雄 (電中研), 永村 純一 (電試), 武藤 良介 (国鉄)
- 第四部門** 黒田新一郎 (通研), 豊田 和雄 (富士通信機), 中原 裕一 (東芝), 浜崎 襄二 (東大)
- 第五部門** 川井 栄一 (古河), 北村 覚一 (電試), 中村純之助 (日立), 山本 孝明 (電試)
- 第六部門** 長谷川健介 (東工大), 元岡 達 (東大)

ニ ュ ー ス 編 修 委 員

- 主 任 小沢 健一 (明電)
- 社 員 森夫 (通研), 奥田 教久 (朝日新聞), 加藤金一郎 (電線工業会), 坂口 光 (富士), 竹村 旗夫 (東芝), 武市 武 (電子機械工業会), 東郷 安正 (日電), 二ノ宮良一 (日立), 富士原 智 (公益事業局), 藤木 久男 (横河), 松谷 繁雄 (電機工業会), 森 英夫 (電試), 山田 栄一 (三菱), 湯川 竜二 (国鉄)

昭和 36 年電気四学会連合大会案内 (再告)

期 日 4月7日(金)～11日(火)

特別講演 4件 7日午前9時～12時

会場 大阪大学本部講堂および医学部講堂

シンポジウム, 部門講演, 一般講演 7日午後～9日午後

シンポジウム 9課題(講演 53件)

部 門 講 演 4件

一 般 講 演 1,845件

会場 大阪大学工学部

懇親会 7日午後6時～8時 会場 阪神百貨店7階大食堂 会費 500円

見学会 10日～11日 8班 費用 各実費

大会参加費 会員 100円, 会員外 200円, 学生(准員を含む) 50円

申込期日 懇親会および見学会 2月17日, 講演会への参加は, 当日会場でも受け付けます。

申込先 大阪市都島区東野田町9丁目, 大阪大学工学部内, 電気四学会連合大会実行委員会

講演論文集・シンポジウム予稿の予約募集

昭和 36 年連合大会講演論文集 (3月10日出版予定)

B5判 オフセット印刷 一般講演1件1ページ, シンポジウム1件2～5ページ

合本 一般講演 1,845件, シンポジウム講演9課題 53件を I, II, III, IV の4冊とし発行

分冊 一般講演 1,845件を各部門別とし 20分冊発行

同 シンポジウム講演予稿 (3月10日出版予定)

9課題 53件を各課題別とし 9分冊発行

予約申込期日 2月17日

申込先 東京都千代田区有楽町1の3, 電気学会

[詳細は, 昭和 35 年 12 月号会告を御参照下さい]

電気四学会連合大会委員会

電気関係事業功労者の推薦について

昭和 36 年 3 月 25 日電気記念日の記念式典その他の行事は, 例年の如く関係団体の共催で举行されますが, その際「明治 14 年 3 月 25 日以前に生れた生存者で, 電気に関係のある諸事業に通算 20 年以上従事の方」(ただし一度感謝状を受けられた方以外の方) に対する顕彰の催しがあります。

ついては, 本会会員でこれに該当する方を推薦いたしたいと存じますので, 該当の方または該当の方を御存じの方は, 下記事項を 2月15日までに, 本会に到着するよう御申し越し下さい。

氏名(ふりがな), 生年月日, 本籍地, 住所, 最終の学歴・職業・事業所・地位, 履歴の概要(150 字程度で 20 年以上電気関係の事業に従事した事項)

追て, 功労者は主催者の開設する選定委員会が詮衡の上決定されることになっています。

電 気 学 会

「最近の半導体装置とその応用」専門講習会（再告）

日 時 2月6日（月）～9日（木）毎日午後

会 場 日本電機工業会講堂（暖房完備）

科 目 11 科目，講師は斯界の権威者 11 名

聴講料（予稿 1 冊代を含む） 正員 900 円，学生（准員を含む）800 円，会員外 1,100 円

予 稿 B 5 孔版印刷写真入 約 130 ページ，頒布価額 450 円（送料共）

申込期日 聴講および予稿予約とも 1 月 16 日をもって，ますが，聴講者（定員 190 名）に余裕がで
きますれば受けつけますので，お問合せ下さい。予稿は若干余部を作りますので，まだお
申し込みになっていない方は，至急お申し出下さい。

〔詳細は，昭和 35 年 12 月号会告を御参照下さい〕

電気学会東京支部・電気通信学会東京支部

電気工学年報 昭和 35 年版 出版

B 5 判 670 ページ 定価 450 円（送料 50 円）

限定出版りものですが，若干余部があります。（内容の詳しは，会誌 35 年 7・8 月号巻頭広告を御参
照下さい。）

電気工学ハンドブック 5 版 7 刷

A 5 判 2,266 ページ 定価 3,000 円（送料 150 円）

（会員特価 2,500 円，送料 会負担）

本年 8 月発行，在庫あり，御注文を乞う。

電 気 学 会 出 版 図 書 目 録

本会出版の図書目録は，お申し越し次第お送りいたします。

東京都千代田区有楽町 1 の 3 電 気 学 会 振 替 口 座 東京 3168 番

昭和 35 年電気学会東京支部大会論文集

35 年 11 月 5, 6 日に開催した大会の論文集，下記ものは若干残部がありますので，御入用
方は至急お申し込み下さい。（B 5 判各件 1 ページ，オフセット印刷）

合 本（全論文と著者索引）	324件 950円	分冊 3 電気材料	53件 260円
分冊 1 基礎，電気計測	38件 150円	分冊 4 電気機械	60件 200円
分冊 2 自動制御，電気計算機，音響， 通信，電子回路，電子装置	50件 200円	分冊 6 電気製造，電気応用	31件 130円
		（各送料…支部負担）	

東京都千代田区有楽町 1 の 3 電 気 学 会 東京 支部

非線形磁気応用研究専門委員会 資料頒布 電磁界理論研究専門委員会

いままで配布された上記委員会の資料のうち、つぎのものは若干残部がありますので、ご希望の方にお届けいたします。いずれも増刷はいたしませんから品切れの節は、ご容赦下さい。(振替送金は東京3168番 電気学会とし、通信欄に送金目的を明記して下さい。)

非線形磁気応用研究専門委員会資料

資料番号	題 目	発 表 者	実費(送料共)
7	磁気論理要素	{浜岡 文夫 (三 菱) 大野 栄一 (三 菱) 飯沼 元 (国際電気)	50 (円)
28	TM アンプについて設計とその応用	{川口千代二 (山形大) 成瀬 民也 (富 士)	20
29	磁気トランジスタ装置について	井上 達夫 (富 士)	100
30	磁気増幅器の新しい正帰還回路	藤沢 道雄 (東 芝)	50
31	高周波磁気増幅器	穴山 武 (山梨大)	20
32	磁気増幅器のブロック線図	渡辺 昭治 (国際電電)	20
33	磁心アナログメモリーを用いた演算回路	楠田 哲三 (大阪市大)	40
34	磁気パルス発生器の磁心のリセット機構	{宮沢 永次郎 (電 試) 茂原 嘉佐 (早 大) 欽原 脩一 (日 大)	30
35	磁気増幅器の性能係数		

電磁界理論研究専門委員会資料

資料番号	題 目	発 表 者	実費(送料共)
1	電磁界理論の展望	飯島 泰蔵 (電 試)	60 (円)
2	回転拋物面座標系における電磁界解析	堀内 和夫 (早 大)	50
4	山岳回折を含む混合伝播理論	古津 宏一 (電波研)	40
8	導波管内を伝播する電磁界の基本的性質	黒川 兼行 (東 大)	40
9	導波管の管壁表皮インピーダンスと管内電磁界	堀内 和夫 (早 大)	50
10	充実円筒による音波の回折について (I)	{松井 英二 (電 試) 猪股 修二 (電 試)	30
11	金属球のレーダ断面積に及ぼす厚みの不均一な誘電体被膜の影響について	{小又 朝男 (東北大) 虫明 康人 (東北大)	30
12	誘電体中のダイポールからの輻射について	{内田 英成 (東北大) 稲場 文男 (東北大)	30
13	無限大フランチ付の円管からの音波の輻射	{野呂 雄吉 (東北大) 猪苗代 盛 (東北大)	30
14	不均質大気中の電磁波伝播 (I)	{野呂 雄吉 (東北大) 高久 浩俊 (福島大)	30
15	" (II)	" "	30
16	二媒質境界面上のスクリーンによる回折問題 (I)	堀内 和夫 (早 大)	30
17	導波管の壁面インピーダンスについて	黒川 兼行 (東 大)	30
18	円筒状誘電体導波線路について (その理論と 50 Gc 帯における実験)	{菊 地 弘 (電 試) 山下 栄吉 (電 試)	30
19	電磁界と回路理論との関係について	飯島 泰蔵 (電 試)	30
20	東工大における電波暗室の研究紹介	森田 清, 他 (東工大)	30
21	充実円筒による音波の回折について (II)	{猪股 修二 (電 試) 松井 英一 (電 試)	60
22	静電・動電界のシンセシスの一理論	門倉 敏夫 (早 大)	60
23	URSI Symposium on Electromagnetic Theory at Toronto CANADA.	森 田 清 (東工大)	60
24	[紹介] Two Notes on Surface Wave Nomenclature and Classification. by F. J. Zucker	飯島 泰蔵 (電 試)	30
25	Principles of Traveling Wave Antennas.	A. A. Oliner (ブルックリン工科大学)	60
26	異方性不均一媒質を含む共振器の一般解析	林 嘉 男 (日 大)	30
27	プラズマ円柱上を伝搬する電磁波について	山下 栄吉 (電 試)	30
28	Wiener-Hopf 形連立積分方程式の解法について (I)	五十嵐 彰 (電 試)	30
29	" " (II)	" "	30
30	" " (III)	" "	30

日本 CIGRE 国内委員会会告

第 19 回大会論文募集

CIGRE 第 19 回大会は、1962 年 5 月 16 日～25 日間パリにて開催されますので、下記により論文を募集いたします。

1. 論文題目（英文訳をつける）および梗概（図表を含めて 5,000 字以内）を締切日までに必着するよう提出すること。（該当する Group 番号を指定すること）

提出締切日：昭和 36 年 3 月 1 日

提出 先：東京都千代田区有楽町 1 の 3 電気学会内 日本 CIGRE 国内委員会

2. 国内委員会では、提出論文のうち 6 編を選定し、5 月 1 日までにパリ本部あて通告する。
3. 選定された論文は、9 月 20 日までに本論文（英文）を提出していただくことになりますが、詳細は当人あて通知いたします。
4. 論文の内容は、下記の優先題目に該当するものが優先的に採用されます。

Group 11. -Generators

1. Choice of the main parameters for thermal or hydraulic alternators (voltage, reactances, short-circuit ratio, power factor, mechanical stresses at over-speeds, excitation systems response), taking into account the nature of the networks. Taking a particular case of very large units.
2. Static excitation of alternators.
3. Power station auxiliary feeds.

Group 12. -Transformers

1. Short circuit strength of large transformers.
2. Corona detection in transformers.
3. Factors affecting the thermal performance of oil-immersed transformer windings.

Group 13. -Circuit-breakers

1. Inherent frequency and amplitude factors:
 1. a. The four-parameter method.
 1. b. Short distance faults.
2. 2. a. Surges due to switching small inductive currents.
 2. b. Surges due to switching capacity currents.
3. Post-arc currents and phenomena in the region of current zero.
4. Indirect testing.
5. Capacitor switching.

Group 14. -Insulating oils

Still missing.

Group 15. -Stations and sub-stations

No preferential subject.

Group 17. -Capacitors

1. Ionisation measurement in capacitors.
2. The influence of ionisation on the age of capacitors.
3. Improvement of impregnating materials.
4. Improvement of recommendations concerning papers.
5. The installation of capacitors in networks and the production of reactive energy.

Group 21. -H. V. Cables

1. Problems connected with the thermal characteristics of soils.
2. Synthetic insulants.
3. Long distance submarine transmission.
4. Operating experience with cables at 230 kV and above.
5. Cables sheathed with substances other than lead.
6. D C. Cables.
7. Short circuit behaviour of cables.
8. Corrosion of metallic sheaths.

Group 32. -System planning and operation

1. Frequency-power control and for economical loading.
2. Power-system stability, including

- a. Effect of voltage regulators
 - b. Effect of underexcited operation of generators
 - c. Single-pole reclosing
 - d. Resynchronisation
3. Network studies and test methods-digital and analog, including power system design and development.

Group 34. -Teletransmissions

1. Practical characteristics of networks.
2. Noise and noise measurement
3. Recommendations concerning line traps, capacity transformers and coupling elements.

Group 35. -Telephone & radio interferences

Telephone interferences:

1. The possibility of protecting telecommunication lines against longitudinal e.m.f. by uniformly distributed devices, technical and economic study.
2. Effects of inductive interference into power system auxiliary circuits including transistorised equipment.
3. Residual earth currents from three phase systems in normal operation.

Radio interferences:

1. Interference from lines up to 33 kV, its points of origin, and the effects of replacing suspect equipment by laboratory tested equipment.
2. Statistical studies of interference levels from high voltage lines correlated if possible with system and voltage conditions, or alternatively co-ordinating studies of fine and foul-weather interference from lines of different designs and voltages.
3. Radio interference from H. V. d.c. lines.
4. Transfer of radio interference by crossing lines at lower voltage.

Group 41. -Insulation coordination

1. Collection of data of switching overvoltages with regard to the limit of reduction of insulation levels.
2. Breakdown performance of external insulation for switching surges; testing practice and results.
3. Collection of test descriptions in different countries for systems which are considered to be unexposed.

Group 42. -Power transmission lines over 220 kV

1. Selection of voltage levels for future E. H. V. Systems.
2. Progress in the design construction of E. H. V. Systems.
3. Radio disturbance measurements on test lines and operating lines.
4. Calculation methods for the predetermination of radio disturbance levels on E. H. V. lines.
5. Operating performance of E. H. V. lines.

UDC 621.316.86.029.5

炭素被膜抵抗器の高周波特性の改良*

資料・論文

36-1

正員 津 端 一 郎†

1. 緒 言

通信機器の部分品として抵抗器の大部分をしめている非絶縁形の炭素被膜抵抗器の実効抵抗は、周波数の上昇や抵抗値の増大にともなって著しく低下することが測定されている。そしてこの原因については相当以前から検討されてきたが、⁽¹⁾⁽²⁾ 要約すると、大きな因子は次のようなものである。すなわち、(1) 中空磁器がい管の内面についている抵抗皮膜、(2) 抵抗器の抵抗皮膜面に分布する静電容量、(3) 皮膜抵抗値の不均一、(4) Cutting の数、(5) 絶縁支持物の損失などである。しかし内面についている抵抗皮膜の影響は内面皮膜を削りおとしたり磁器丸棒を用いることによって除くことができるし、皮膜抵抗値の不均一や絶縁支持物の損失による影響は製作のときに注意することにより軽減できる。Cutting の影響は Cutting の数を適当に選ぶことによって減少できる。⁽³⁾ 抵抗皮膜面に分布する静電容量を軽減する方法には、平行円板電極を用いる方法、⁽⁴⁾ 調整リングを用いる方法⁽⁵⁾ などがあるが平行円板電極法では円板電極の径が大きくなると、抵抗皮膜面の漂遊容量は減少するが、電極間の並列容量が増加する欠点がある。

筆者は小さい径の平行円板電極の縁にひさしを付けることにより、並列容量をあまり増加させないで漂遊容量を減少させ、高周波特性を相当程度改良できること、および普通は抵抗皮膜を湿気や破損から保護する役目をしている絶縁被覆が漂遊容量を減少させ、高周波特性を改良する作用を持っていることなどを確かめたので、一応の結果をまとめて報告する。

2. ひさし付き平行円板電極の検討⁽⁶⁾

平行円板電極の原理は次のようである。平行円板電極を抵抗器の両端子に付けて均一な平等電界をつくり、その電気力線の方に沿って抵抗皮膜面が位置するようにすれば、抵抗器が長さの方向に一樣な形をなしているかぎり、抵抗器の皮膜抵抗面に分布している漂遊容量は高周波特性にきかない。すなわち抵抗器の

存在は平行円板電極のつくる電界になんらの影響も与えないので、皮膜抵抗と平行円板電極の電界はまったく並列に存在することになり、高周波になっても皮膜抵抗の抵抗値は低下しがたい。

しかしながら、このような平行円板電極を付けても、周波数や抵抗値が相当に高くなると、ある程度の抵抗値の低下は免れないのが現状である。これには前述したほかの因子も影響していると思われるが、平行円板電極のつくる電界が電極の縁に近づくほど乱れて不等斉になるのに大きく影響されているものと考えられる。そこで筆者は電解液法による電界模写によって平行円板電極のつくる電界を相似観測し、電界の不等斉を確かめ、さらに適当な長さのひさしを円板電極の縁に付けることによって、電界の不等斉をある程度なおしうることを確かめた。なお第1図は市販の平行円板電極を有する抵抗器で、第2図は試作したひさし付き平行円板電極を有する抵抗器である。



第1図 平行円板電極を有する抵抗器



第2図 ひさし付き平行円板電極を有する抵抗器

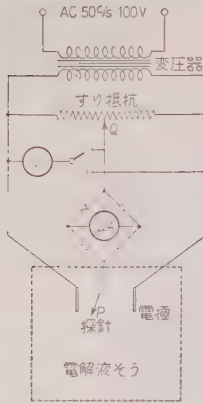
(2-1) 電解液法による模写電界

電解液法は定常電流界と空間電荷の存在しない静電界との類似関係に応用した相似観測法であって、電解液中に模擬電極をおき、その電極間に低周波の交流電圧をかけることによってつくられる液面上の定在的電位分布を知り、それに対応する静電界の分布の様子を調べる方法である。⁽⁷⁾

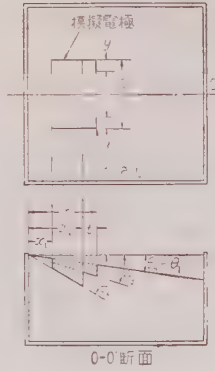
第3図は電解液法の結線図である。電源としては商用周波数の交流を用い、電解液としては水道水を用いた。また電解液そう内に設置した模擬電極には一定電圧の 25 V をかけ、すり抵抗の摺動点 Q 点と探針 P 点とが同電位になった状態では、両波整流回路にはいる直流電流計のふれが零になるので、そのときの Q 点の電位から P 点の電位を求めることができる。したがって電流零の点を連ねた一つの曲線を求めれば、これが Q 点の電位に等しい等電位線になる。

* Improvements of High Frequency Characteristics of the Carbon Film Resistor. By I. TSUBATA, Member (Faculty of Engineering, Niigata University).

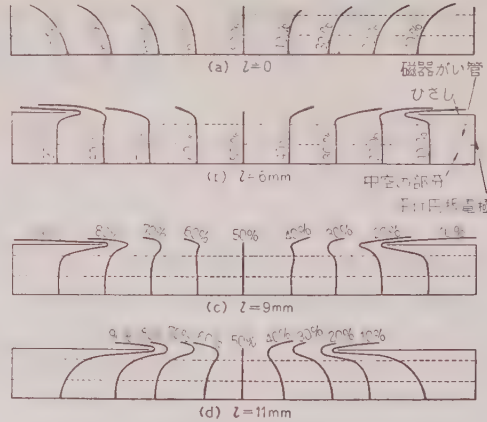
† 新潟大学工学部電気工学科助教授、電気通信担当



第3図 電解液
そう法の結線図

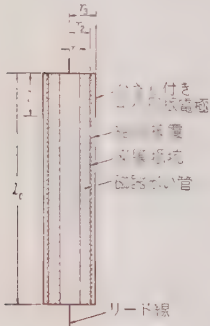


第4図 電解液そう



第6図 模写電界の等電位線の分布

このようにしていろいろの等電位線を描くことができる。第4図は電解液そうの断面図および平面図である。第5図は供試抵抗器の断面図であって、磁器がい管の寸法は長さが45mm、外径が8mmである。



第5図 供試抵抗
器の断面図

一般に抵抗器は円筒形をしているから、抵抗器の周囲には円筒対称の三次元の電界がつくられる。したがって電解液法に用いる電解液そうの底面は一定の傾斜を持たせなければならないが、この傾斜角の正接はその部分に対応する材質の誘電率に比例しなければならない。しかるに抵抗器の中心部は磁器がい管で作られており、その表面に抵抗

皮膜があり、さらにその周囲は絶縁被覆でおおわれているから、これらの部分に対応する電解液そうの底面の傾斜角はそれぞれの材質の誘電率に比例した角度を持たなければならない。すなわち電解液そうと実物との対応関係は第4図、第5図で次のようになっている。

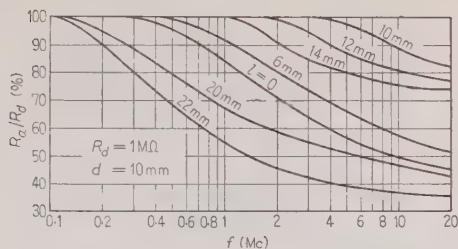
$$\left. \begin{aligned} r_1 : r_2 : r_3 &= x_1 : x_2 : x_3 \\ l_0 : l &= y_0 : y \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \tan \theta_1 &= K \varepsilon_1 \\ \tan \theta_2 &= K \varepsilon_2 \\ \tan \theta_3 &= K \varepsilon_3 \\ \tan \theta_1 &= \tan \theta_4 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

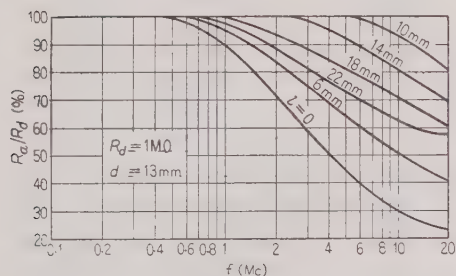
ただし、 K ：定数、 ε_1 ：空気の誘電率、 ε_2 ：磁器がい管の誘電率、 ε_3 ：絶縁被覆の誘電率

このような装置を用いていろいろの径の平行円板電極とひさしとを組み合わせたときの模写電界の等電位線の分布を求め、電界の等齊の程度からひさしの最適寸法を推定した。第6図 (a)～(d) は求めた模写電界の一例であって、平行円板電極の直径が10mmのときにひさしの長さ l を変化した場合の電位分布である。なお、いずれも絶縁被覆がない場合の結果で、等電位線の添字は電極間の電位差を基準にして表わした百分率の電位である。前述したように漂遊容量を減少させるには、磁器がい管の表面に設けられる抵抗皮膜の位置における等電位線の分布が平等で、しかも皮膜面に対して垂直であることが望ましい。したがってこのような点から考察すれば、ひさしのない平行円板電極の場合の (a) 図よりは (b)、(c) 図のようにひさしを付けた場合のほうが電界の等齊の程度が良好である。また (d) 図のようにひさしが長過ぎる場合には電界はかえって乱れてくることが明らかである。このように模写電界からもっとも適当なひさしの寸法が存在することがわかったが、実物の寸法に直すと、この形ではおおむね5～10mmの長さのひさしが適当である。平行円板電極の直径を次第に大きくしても同じ傾向の結果が得られたが、電極の直径が大きくなるほど平行円板電極のつくる電界は等齊に近づき、ひさしの効果は軽減されてくる。

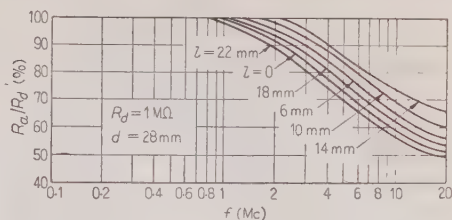
(2・2) 試作した抵抗器の測定結果 電解液法の結果に基づいて2W形のひさし付き抵抗器を試作した。すなわち、平行円板電極の直径およびひさしの長さの異なった第2図のような抵抗器を用意し、Qメータ法により0.1～30Mcの範囲の高周波抵抗器の周波数特性を求めた。



(a)



(b)

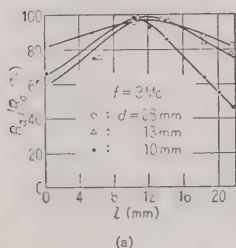


(d)

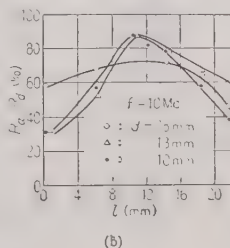
第 7 図

(a) 高周波特性 第7図 (a)~(d) は測定例である。この結果をみると、長さが 45 mm の 2W 形では 10 mm くらいのひさしが適している。しかし平行円板電極の直径が大きくなるほど高周波特性は良好になり、ひさしの効果が薄らいでくることがわかる。いいかえれば、ほとんどその必要性がなくなる。しかしながら、大きな径の電極は場所もとるし並列容量が著しく増加するから限度がある。これに対してひさし付き平行円板電極は並列容量をあまり増加させないで周波数特性をよくすることができ、しかも非常に小形で場所をとらない。第8図 (a), (b) はひさしの長さと高周波抵抗値との関係をまとめて示したものである。

(b) 自己並列容量 平行円板電極やひさしを付けたために増加する並列静電容量はできるだけ少なく



(a)



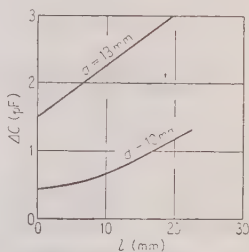
(b)

第 8 図

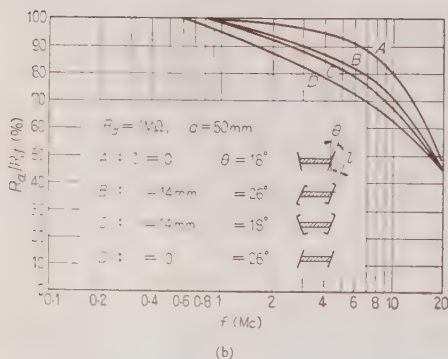
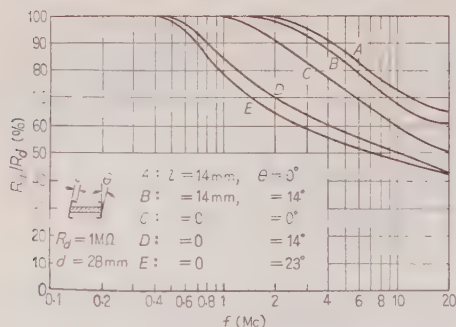
ないことが望ましい。第9図はひさしによる並列静電容量の増加のありさまを示したもので、ひさしの長さが長くなるほど並列容量は増加し、特に平行円板電極の径が大きくなると著しい。

(c) 電極の取り付け角度の影響 平行円板電極が抵抗器の中心軸に対して精確に垂直にならないで傾斜しているときの影響を調べたのが第10図 (a), (b) である。この場合でも、ひさしを付けたほうが電界の乱れが少なくすぐれている。

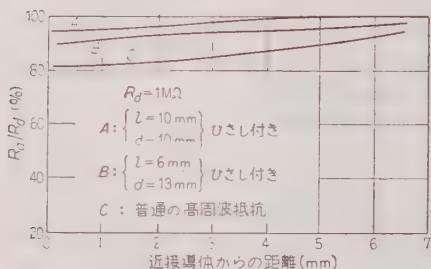
(d) 近接導体による影響 第11図は近接導体による影響を測定したもので、直径 5 cm の導体円板を探さマイクロメータの先端につけて、抵抗器の軸と直角方向から近づけたときの実効抵抗の低下するありさまである。ひさし付き抵抗器ではひさしのしゃへい作用が働いて、普通の高周波抵抗器よりも近接導体の影響を受けにくいことが明らかである。



第 9 図 並列自己容量の増加



第 10 図

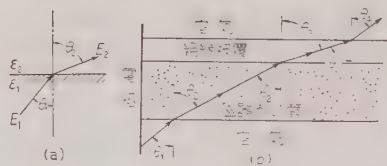


第 11 図 近接導体の影響

3. 絶縁被覆の検討⁽⁸⁾

皮膜抵抗の表面には湿気や破損から皮膜を保護するために絶縁塗料が塗着されているが、筆者はこの絶縁被覆の効果を高周波特性の点から再検討した。すなわち、前述の電解液法を用いて皮膜抵抗の表面を絶縁被覆でおおったときの模写電界を求め、その結果から絶縁被覆が平行円板電極のつくる電界の不等斉を直す働きをすることを確かめた。そして試作した抵抗器について高周波特性を測定し、良好な結果を得た。

さて第 12 図 (a) のように誘電率が異なる二つの誘電体の境界面においては電気力線は次の式にしたがっ



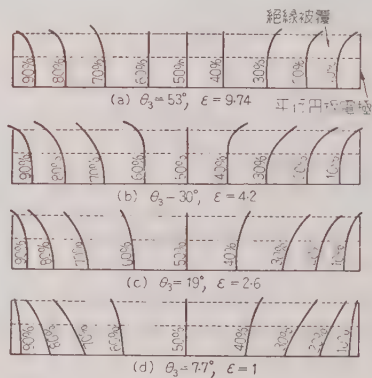
第 12 図 誘電体の境界面における電気力線の屈折

て屈折する。

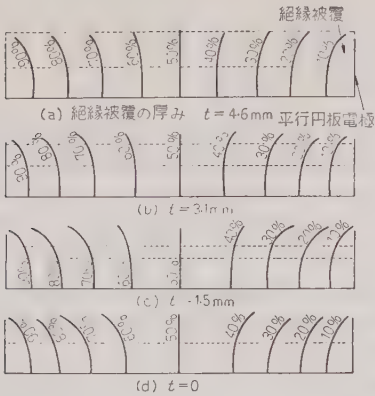
$$\frac{\tan \theta_1}{\tan \theta_2} = \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \quad (3)$$

したがって $\epsilon_2 > \epsilon_1$ ならば、 $\theta_2 > \theta_1$ となる。よって抵抗器の電極から出ている電気力線の一つをとり、境界面での屈折のありさまを模式的に示すと第 12 図 (b) のようになる。そして抵抗皮膜が設けられる磁器が、管の表面において、電気力線がこの面に対して平行に近づくほど高周波特性の点から好ましいから、抵抗皮膜を誘電率の大きい誘電体でおおえばよいことになる。しかし実際には絶縁被覆の厚みや誘電体損も考えなければならないから複雑な関係になるが、一応の定性的な考察をすすめた。

(3・1) 電解液法による模写電界 前掲した第 4 図の電解液そうを用いてがい管に絶縁被覆を施したときの模写電界の等電位線の分布を求めた。第 13 図 (a) ~ (d) は絶縁物の厚み (第 4 図の t) を一定にし、その誘電率を変えたときの電界のありさまである。電解液そうにおいては、絶縁物の誘電率は (2) 式に示してあるように底面の傾斜角度 θ_3 の正接に比例する。よって θ_3 の角度を変えてみれば、誘電率による影響が観察される。これらの図で明らかのように、被覆絶縁物の誘電率が大きくなるにつれて等電位線の間隔は一様に近づき、平行の度合はよくなる。おおそ誘電率が 3~4



第 13 図 模写電界の等電位線の分布



第 14 図 模写電界の等電位線の分布

くらいになれば、電界の等斉の程度は著しくよくなっている。このときの被覆の厚みを実物の寸法に直すと約 3.3 mm となっている。

次に絶縁被覆の誘電率が一定の場合における厚みの影響を調べるために第 4 図の電解液そうにおける傾斜角度 θ_2 を一定にし、 t の大きさを変えて模写電界を求めた。なお絶縁被覆の誘電率は一定に保ち約 3.5 とした。第 14 図 (a)~(d) がその測定結果であって、被覆の厚みが厚いほど良好な電位分布になっている。なお磁器がい管の誘電率を 4.2 としたので、電解液その底面の傾斜角の θ_2 は 30° にとつてある。

(3・2) 試作抵抗器の測定結果 市販の 1 M Ω , 2 W 形の抵抗器に平行円板電極を付け、皮膜抵抗の表面を誘電体で被覆した場合と被覆しない場合との周波数特性を比較した。第 1 表は使用した

第 1 表 各種誘電体の誘電率

誘電体	誘電率
パラフィンろう	1.9~2.3
ポリエチレン	2.25~2.3
メラミン樹脂	6.8~8.5
ベークライト樹脂	4.5~7.0

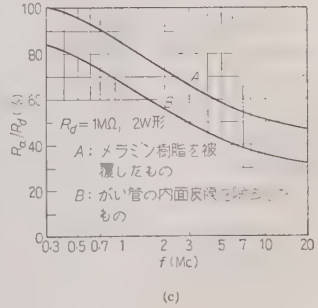
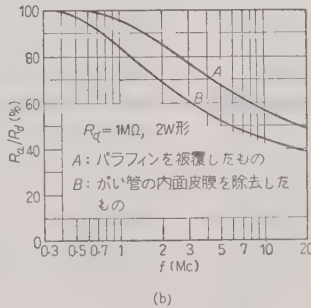
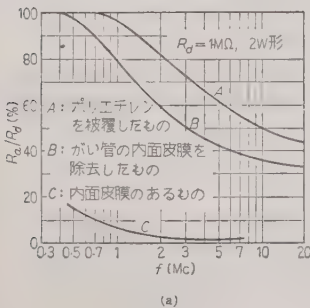
誘電体の誘電率である。

第 15 図 (a)~(c) は測定結果である。(a) 図において C 曲線は磁器がい管の内面に抵抗皮膜が残っている普通の抵抗器の周波数特性、B 曲線は内面皮膜を除去し平行円板電極 (直径 1 cm) を付けた場合の周波数特性、A 曲線はさらに厚さ 1 mm のポリエチレン被覆を付けた場合の周波数特性である。同じく (b) 図の B 曲線は内面皮膜を除去した場合の周波数特性、A 曲線は厚さ 1.3 mm のパラフィンろうの被覆を付けた場合の周波数特性である。(c) 図の A 曲線は厚さ 1 mm のメラミン樹脂の被覆をした場合、B 曲線はそうでないときの周波数特性である。いずれの測定結果にも誘電体被覆の高周波特性改良の効果が認められる。

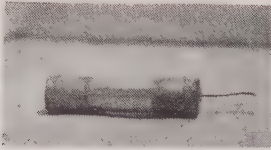
以上は絶縁被覆の誘電率および厚みについて周波数特性の面から考察をすすめたが、皮膜抵抗の表面をベークライトなどで絶縁外装するモールド形の抵抗器と外見においては非常に似たものとなった。誘電率の大きい誘電体で被覆すれば電極間の並列容量が増加することは当然であるが、筆者の試作抵抗器のように 1 mm 程度の厚さのものではほとんど問題にするほどのものではなかった。しかし絶縁被覆の誘電率や厚みが非常に大きい場合はさらに検討しなければならない。

4. 改良形高周波抵抗器の特性

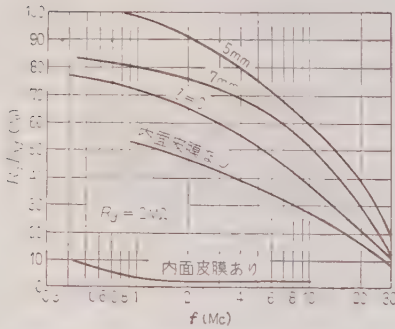
これまでは高周波特性の面から、ひさし付き平行円板電極と絶縁被覆の効果を別々に検討してきたが、次に絶縁被覆とひさし付き平行円板電極との両者をもっている新しい形の高周波抵抗器を試作して、その特性を測定した。第 16 図はこの新形の外観である。これは皮膜抵抗の表面を厚さ 1 mm のポリエチレンで囲い、さらに抵抗器の両端にひさし付き平行円板電極 (直径 10 mm) を設けたもので、電極とひさしは導電



第 15 図



第 16 図 改良形高周波抵抗器



第 17 図 改良形抵抗器の周波数特性

性の塗料を塗ったものである。第 17 図はこのようにして製作した 2 W 形の 2 M Ω の抵抗器の周波数特性の一例で、ひさしの長さが 5 mm のときがもっともよい特性を示している。絶縁被覆と平行円板電極とを組み合わせたときは平行円板電極だけのときよりは最適のひさしの長さがいくらかは短くなるものと予想さ

れ、また測定結果からもそのような傾向はうかがわれるが、詳細な点についてはきわめえなかった。

5. 結 言

以上は高周波抵抗器の平行円板電極および絶縁被覆を周波数特性の面から電解液法による模写電界をもとにして検討し、平行円板電極にひさしを有する絶縁形の新しい高周波抵抗器の特性を説明した。なお実験においては結果を明りょうにするため、特に形の大きい 2 W 形について比較を行ったが、形が小さいほど漂遊容量は減るから小形化すればさらに周波数特性はよくなる。

最後にご指導を賜った東京工業大学粟屋潔教授、実験を担当された樋口頼治氏（東京都立大学）ならびに当時の学生宮内幸之助、小林 喬、横尾幹茂、西垣昭の諸氏に対し厚くお礼を申し上げる。

（昭和 35 年 6 月 1 日受付）

文 献

- (1) G.W.O. Howe: W.E.E.W. **12**, 291 (1935)
- (2) O.R. Broudy & H. Levinstein: Phys. Rev. **94**, 285 (1954)
- (3) 一条: 電工論 **4**, 31 (昭 27)
- (4) 赤平・途田: 理研彙報 **16**, 1393 (昭 12)
- (5) 一条・中村・熊谷: 電学誌 **62**, 279 (昭 17)
- (6) 津端・樋口: 昭 31 連大 201
- (7) 岡: 三菱電機 **29**, 290 (昭 30)
- (8) 津端・宮内・中村: 昭 32 東京支部大会 80

電 力 の 負 荷 特 性 に つ い て*

資料・論文

36-2

—— 負荷調整能力に対する指標の導入 ——

正 員 菅 原 正 巳†

1. ま え が き

わが国の発電方式は、水主火従から火主水従に移りつつあるが、なお当分の間、水力は発電量中の大きな部分を占めることであろう。その水力は、季節により、年により、大きく変動するから、大貯水池の建設によっても、水力を完全に、しかも平均化して利用することはほとんど不可能であると思われる。

一方、近年盛んに建設されている、いわゆる新鋭火力は、熱効率が低い代わりに機動性に乏しく、毎日の負荷の変動を調節するには適していない。

そこで、火力をベースに入れ、水力でピークをとる方式が用いられることになり、調整池が利用され、さらには揚水式発電所が計画されることになる。したがって、今後、水力発電所の負荷率ははなはだしく低下することであろう。

かかる事情のもとに、水力の季節変動、年による変動、負荷の日変動に対する調整の一部分を、需用側で行う問題が出てくる。これは、カーバイド、電解法、硫酸などを代表とする電解・電炉工業における、季節電力、深夜電力の利用の形で、昔から行われてきたことである。これは、豊水期や深夜の電力を安く売るということであるから、一種の季節別、時間帯別の料金制度である。

この料金制度は、豊水期、深夜時の電力価格を安くすることによって、電力余剰時の需用をうながし、渇水時やピーク時の電力価格をあげることによって、需用を抑制することを目的としている。

われわれは、需用の側からの負荷調整の問題を考えるために、負荷特性という概念を導入する。それは、各需用家の負荷曲線に与える数値（評点）であって、負荷を調整する能力を表わすものである。

われわれは、負荷特性と電気料金との関係を考察し、また、これと時間帯別料金との関係を明らかにする。

負荷特性の概念は、供給側からの負荷調整の問題にも適用できる。すなわち、火力発電所の運転状況によって、生産費の立場からの負荷特性の価値を決定し、また、水力発電所の価値を評価することができる。したがって、また、水火併用の問題を考えることができる。

2. 負 荷 特 性

(2・1) 電力供給側にとって望ましいのは、総合負荷曲線の変動が小さく、平たんであることである。

したがって、なにも負荷のない所から出発すれば、平たんな負荷がもっとも望ましいものである。しかし、現実には調整不能な負荷が存在し、それが毎日大きく変動している。そこで、これら調整不能な負荷と逆な形に電力を消費し、総合負荷曲線を平たん化するものが、もっとも好ましい負荷である。

われわれは、調整不能な負荷の全体の日負荷曲線を平たん化する能力を測る尺度として、日負荷特性なる量を導入する。

(2・2) 負荷特性を定義する前に、準備として、負荷曲線の変動を測る尺度について考える。この目的に一般に用いられているのは負荷率であるが、統計的にはその代わりに、変異係数 σ/m を用いるほうが便利である。これは、変動の大きさを表わす尺度である標準偏差 σ を、平均値 m で割ったものである。

もし、負荷の持続曲線が直線であるならば、負荷率 l と、変異係数 σ/m との間には

$$l/l = 1 + \sqrt{3} \sigma/m$$

の関係が成立する。しかし、実際の総合負荷曲線について調べてみると、両者の間には、およそ

$$l/l = 1 + 1.6 \sigma/m$$

程度の関係があるようである。

(2・3) 調整不能な負荷の全体の負荷曲線が与えられ、これに新たに負荷が加わったとき、負荷曲線がどのように変化するかを次に考える。

いま、ここに負荷 X があり、これに新たに Y が加わるとする。ここで、 Y の平均値、標準偏差は、 X のものにくらべて充分小さいとする。

* On the Load Characteristic of Electric Power, which Characterize the Controlling Power of the Load Curve. By M. SUGAWARA, Member (Institute of Statistical Mathematics).

† 文部省統計 数理研究所

$$m_y \ll m_x, \sigma_y \ll \sigma_x$$

X と Y とを合わせた負荷を Z とすれば、

$$m_z = m_x + m_y$$

$$\sigma_z = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + 2r\sigma_x\sigma_y} \approx \sigma_x + r\sigma_y$$

ここで r : X と Y との間の相関係数

すなわち、 Y が加わったことにより、平均値の増分は m_y 、標準偏差の増分はおおよそ $r\sigma_y$ である。

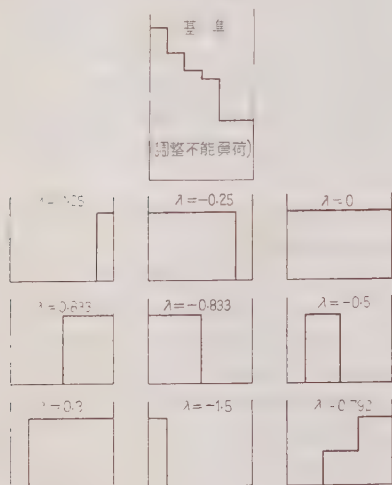
X と Y との間の相関係数 r が負であれば、 Y が加わることで、総合負荷曲線 $Z = X + Y$ の標準偏差は $-r\sigma_y$ だけ減少する。この意味で、 $-r\sigma_y$ は負荷曲線 X を平坦化する能力の尺度であると考えることができる。

この $-r\sigma_y$ を、平均値 m_y で割った値

$$\lambda = -r\sigma_y/m_y$$

は、平均値 1 kWh あたりについての負荷曲線の平坦化能力である。これを日負荷特性と名づける。

第1図は、基準になる調整不能負荷の全体の持続曲線を模型的に与えた場合、種々な負荷曲線の日負荷特性がどんな値になるかを示したものである。



第1図

(2.4) 調整不能負荷の日変動の場合と同様に、水力の季節による変動に対しても、負荷特性を考えることができる。

この場合は、豊水期に電気を消費し、渇水期には停止する負荷が、供給側にとっては好ましい。この場合は、水力から調整的な負荷を引いた残りが平坦化することが望ましいから、負荷の好ましさの度合は

$$\lambda_s = r\sigma/m$$

で測られる。ここに、 r はその負荷の季節変化と、水力の季節変化との間の相関係数であり、 σ/m はその負荷の季節変化を表わす変異係数である。

この λ_s を季節負荷特性と名づける。

(2.5) 電力需給の関係を

(調整不能負荷) + (調整可能負荷)

= (自流水力) + (調整水力) + (火力)

と書けば、左右両辺とも、第1項が調整不能なものである。この式を移項し、調整不能な項を左辺に集めれば、

(自流水力) - (調整不能負荷)

= (調整可能負荷) - [(調整水力) + (火力)]

となる。これに対する調整を、右辺の第2項(供給側)で行うか、あるいは第1項(需用側)で行うかが問題であって、需用側で調整する場合の調整能力を測る尺度が負荷特性である。

(2.6) 以上の意味から考えれば、負荷特性は

(自流水力) - (調整不能負荷)

を基準とし、これとの相関係数を用いて定義すべきである。

しかし、1日のうちでの時間的な変化を考えると、自流水力はほぼ一定とみてよいから、調整不能負荷との相関係数が問題となる。これが日負荷特性である。

また、季節的な変化を、たとえば月別の消費電力量を用いて調べるときは、日変化は消え、かつ調整不能負荷の季節変化は、水力の季節変化にくらべれば小さいから、自流水力の季節変化との間の相関係数が問題となる。これが季節負荷特性である。

われわれが、調整不能な要素を平坦化する能力を測る尺度として、日負荷特性と季節負荷特性とを導いたのは、変動を短周期のものと、長周期のものとに分解することに対応している。

変動を短周期のものと、長周期のものとに分解することは、供給側から考えても意義が大きい。すなわち、短周期変動は調整池、揚水式発電所および機動性に富む火力によって調整され、長周期変動は、大貯水池や高効率火力によって調節されるもので、両者は性質が異なるのである。

(2.7) 次に、負荷特性の二三の性質を述べる。

基準になる負荷 X 、およびこれと比較される負荷 Y の変化が、数列(以下これをベクトルと考える)

$$\{x_1, x_2, \dots, x_n\}, \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$$

で与えられているとする。

両者間の相関係数 r_{xy} は次式で与えられる。

$$r_{xy} = (1/n) \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y}) / \sigma_x \sigma_y$$

$$= \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x}) y_i / n \sigma_x \sigma_y$$

負荷特性 λ は、平均値 1 kWh あたりの平たん化能力であるから、負荷 Y が X を平たん化する能力は、 $r_{xy} \sigma_y$ で与えられる。この $r_{xy} \sigma_y$ は上式により

$$r_{xy} \sigma_y = \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x}) y_i / n \sigma_x$$

で与えられる。

平たん化能力を表わす尺度 $r\sigma$ が、ある定まったベクトル $\{(x_i - \bar{x})/n\sigma_x\}$ と、比較されるベクトル $\{y_i\}$ との内積であることから、次の大切な性質が得られる。

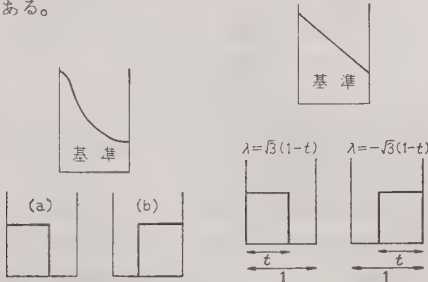
すなわち、負荷 A, B の $r\sigma$ を、それぞれ $(r\sigma)_A, (r\sigma)_B$ とすれば、両者を合併した負荷 $C=A+B$ の $r\sigma$ は次式で与えられる。

$$(r\sigma)_C = (r\sigma)_A + (r\sigma)_B$$

これはベクトルの内積についての分配則から明らかである。

(2・8) 次に、kW の上限と、総 kWh が一定値に抑えられたとき、負荷特性の値を最大または最小にする条件を求める。

結果は、基準の負荷の持続曲線の形に関係なく、第2図(a)のように基準の負荷の大きいほうから、kW の最大限を消費した場合に $r\sigma/m$ の最大値が得られ、(b)のように基準の負荷の小さいほうから kW の最大限を消費した場合に、 $r\sigma/m$ の最小値が得られるのである。



第 2 図

第 3 図

(2・9) 特に基準の負荷の持続曲線が直線で与えられるとき、負荷特性 $\lambda = r\sigma/m$ は次式で与えられる。

基準の負荷の大きいほうから、稼働率 t だけ平たん消費し、後は休む場合：

$$\lambda = \sqrt{3}(1-t)$$

基準の負荷の小さいほうから、稼働率 t だけ平たん消費し、後は休む場合：

$$\lambda = -\sqrt{3}(1-t)$$

3. 負荷特性と電力料金

(3・1) 負荷特性は総合負荷曲線を平たん化する能力を測る尺度であるから、これが電力料金に反映し、負荷特性の値が大きい負荷ほど、電力単価が安いのが当然であると考えられる。

3,000 kW 以上の大口需用家についての調査の結果(通産省公益事業局調査課調べ)によると、以上の予想は現実はかなり成立している。

(3・2) 第1表は各電力会社別に(北海道、四国は需用家数が少ないのではぶく)、各需用家の季節負荷特性 λ_s 、5月の第3水曜日の日負荷特性 λ_1 と、電力の年間平均単価 p との間の相関係数を求めた結果である。

第 1 表 相関係数

	p と λ_s	p と λ_1		p と λ_s	p と λ_1
東北電力	-0.60	-0.67	関西電力	-0.34	-0.47
東京電力	-0.29	-0.46	中国電力	-0.22	-0.61
中部電力	-0.44	-0.60	九州電力	+0.08	-0.64
北陸電力	-0.88	-0.63			

この表を見ると、火力の比率が大きい九州電力で、季節負荷特性と電力単価とが、ほとんど無相関であるのを例外として、負荷特性と電力単価とは負の相関関係を示していて、われわれの予想を裏書きしている。

もっとも、東北電力、北陸電力を除いては、相関はあまり高いといえないが、東京電力、関西電力のように、古くから工業の発達した地帯では、歴史的な制約があるから、相関係数が小さく出るのもいたし方あるまい。

(3・3) 次に、負荷特性と電力単価との関係を、現実の資料から求めてみる。解析の仕方によって、結果は少しずつ異なって出てくるが、第2表に示したのは、各電力会社別に、各需用家の電力単価 p を、 λ_s, λ_1 の一次式

$$p = \alpha - \beta \lambda_s - \gamma \lambda_1$$

で近似した結果である。(最小二乗法による)

第 2 表

	α (円/kWh)	β (円/kWh)	γ (円/kWh)	$\beta + \gamma$ (円/kWh)	$(\beta + \gamma)/\alpha$
東北電力	2.31	0.87	2.30	3.18	1.37
東京電力	3.05	1.98	1.16	3.13	1.03
中部電力	3.16	2.32	1.19	3.51	1.11
北陸電力	2.86	2.29	0.62	2.92	1.02
関西電力	3.47	2.65	1.30	3.95	1.14
中国電力	4.20	1.93	2.49	4.42	1.05
九州電力	3.75	-0.50	2.47	1.96	0.52

α は年間を通じて平たんな負荷に対する電力単価、 β, γ はそれぞれ季節負荷特性、日負荷特性の価値である。

第2表を見ると、 α, β, γ の値は会社により異なっているが、およその見当でいうと、本州中部で、季節負荷特性の価値は約 2 円/kWh、日負荷特性の価値は約 1 円/kWh で、 $(\beta+\gamma)$ の値が、年間一様な負荷に対する電力単価 α よりやや高い値に出ている。

この α, β, γ の値は、現実の資料から、最小二乗法で得られたもので、これが負荷特性の妥当な評価であるというわけではない。たとえば、日負荷特性の価値が 1 円/kWh という値は、ピークを作る費用のことを考えると低すぎるように思われる。

(3・4) 上述のように、現実の資料からみて、電力単価は負荷特性の一次式として表わされるようであるが、理論的にも、電力単価は負荷特性の一次式であるべきであるという証明を、ある仮定から導くことができる。

次にその証明を述べる。(仮に、日負荷特性の場合について説明する)

(a) 調整不能な負荷の全体的日負荷曲線を考え、これを基準とする。これは、ある固定した負荷曲線である。

ここに、負荷 X が加わるとする。 X の平均を m_x 、標準偏差を σ_x とし、この X と基準の負荷曲線との間の相関係数を r_x とする。

さきに証明したように、基準の負荷に X が加わるにより、平均値は m_x だけ増加し、標準偏差はおよそ $r_x \sigma_x$ だけ増加する。

そこで、負荷 X に対する電力料金 P (単価ではなく総額) は、平均値の増分 m_x と標準偏差の増分 (実は近似値) $r_x \sigma_x$ によって定まるのが当然であると考えられる。

平均値 m_x は kWh にあたるものだから、これが料金 P_X に関係するのは当然である。

また、標準偏差は負荷の変動を表わすもので、いわば負荷率に代わるものであるから、この増分 r_x, σ_x が料金 P_X に関係するのも当然である。

また、この両者を考慮すれば、電力料金を定めるのにまず充分であろう。そこで次の仮定を置く。

仮定 1 負荷 X に対する電力料金 P は、平均値の増分 m_x と、標準偏差の増分 (の近似値) $r_x \sigma_x$ の関数である。

$$P_X = F(m_x, r_x \sigma_x)$$

(b) 関数 $F(m_x, r_x \sigma_x)$ の形を定めるために、仮想的な次の例を考える。

いま、第4図に示す負荷曲線を持つ機械工場 X と、電気化学工場 Y とが並んでいたとする。 X, Y に対する電力代金を P_X, P_Y とする。 X はピーク時、 Y はオフピーク時の需用であるから、もちろん $P_X > P_Y$ であろう。

さて、この2工場が合併すれば、 $Z = X + Y$ は、24h を通じて平たんな負荷となる。この Z に対する電力料金を P_Z とする。もし

$$P_Z < P_X + P_Y$$

であれば、両工場は合併したほうが有利である。逆に

$$P_Z > P_X + P_Y$$

であれば、24h を通じて平たんな負荷の工場は、適当に名義を分離して、ピークとオフピークを別々に買ったほうが有利である。

総合負荷にはなんの影響もないのに、単なる名義の変更によって電力の代金が変わるのは合理的ではない。(契約手数料や、設備の損料などは別とする)

そこで、次の仮定をおく。

仮定 2 負荷 X, Y に対する電力料金をそれぞれ P_X, P_Y とする。 X と Y とを合成した負荷 $Z = X + Y$ に対する電力料金を P_Z とすれば、次の等式がなりたつ。

$$P_Z = P_X + P_Y$$

(c) 仮定 1, 仮定 2 から次式が得られる。

$$F(m_z, r_z \sigma_z) = F(m_x, r_x \sigma_x) + F(m_y, r_y \sigma_y)$$

ここで、次の関係がある。

$$m_z = m_x + m_y, \quad r_z \sigma_z = r_x \sigma_x + r_y \sigma_y$$

これを上式の左辺に代入することにより、関数 F は次の性質を持つことがわかる。

$$F(x_1 + x_2, y_1 + y_2) = F(x_1, y_1) + F(x_2, y_2)$$

かかる性質を持つ連続関数は、一次斉次式に限る。したがって、

$$P_X = F(m_x, r_x \sigma_x) = a m_x + b r_x \sigma_x$$

この両辺を m_x で割れば

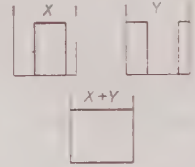
$$P_X / m_x = a + b r_x \sigma_x / m_x = a + b \lambda$$

P_X / m_x は平均値 1kWh あたりの電力料金であるから、kWh あたり料金 p に比例する。したがって

$$p = \alpha + \beta \lambda$$

4. 負荷特性と電力料金制度

(4・1) 電力単価は、負荷特性の一次式となるのが合理的であると考えられる。この原則に合っているの



第4図

第 3 表

		第一調整電力	第二調整電力	第三調整電力
年間供給責任時間		5,500 h	4,000 h	2,800 h
電圧 (kV)	3~6	2.30 円/kWh	1.80 円/kWh	1.40 円/kWh
	6~60	2.15	1.65	1.25
	60~70	2.00	1.50	1.10

が第 3 表に示す北陸電力の調整電力の料金規程である。これを負荷特性の立場から考えてみる。

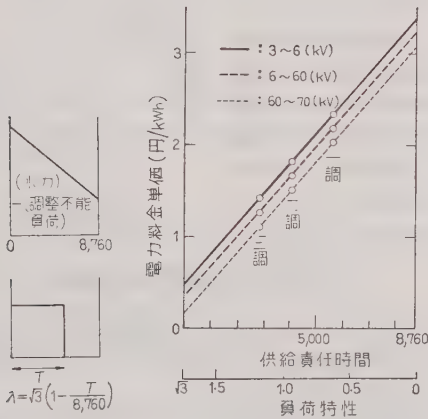
(4・2) まず、年間 T 時間を保証される調整電力の負荷特性を求める。その稼働率を $t=T/8,760$ とおく。

水力から調整不能な負荷を引いた残りの、年間の持続曲線を直線で近似する。

調整電力は、電力会社にとってもっともつごうのようように供給されるであろうから、第 5 図に示すように、供給が容易であるほうから T 時間だけ供給されるを考える。この場合、負荷特性はさきに示したように、

$$\lambda = \sqrt[3]{3}(1-t) = \sqrt[3]{3}(1-T/8,760)$$

で与えられる。



第 5 図

第 6 図

第 6 図は調整電力の単価 p と、供給責任時間 T との関係を示すもので、3 点は正しく一直線上に乗っている。

電力単価 p と、供給責任時間 T との間の一次式の関係は、 p と負荷特性 λ との関係に書き改めれば、次の式が得られる。(60~70 kV で受電の場合)

$$p = 3.09 - 1.68\lambda \text{ (円/kWh)}$$

すなわち、負荷特性の値は 1.68 円/kWh である。

(4・3) 北陸電力の調整電力の料金規程が、負荷特性の立場から見て合理的であったのに反し、第 4 表の常時電力料金規程は負荷特性を反映していない。

仮に、1 个月を 720 h とする。ある負荷が契約 1 kW につき、月使用量 T kWh であるとする。常時電力はいつどのよ

うに使ってもよいのであるから、電力会社側から見て、もっとも不利な条件で使われるものと考えてその料金を定めても、不当ではないであろう。

第 4 表

電圧 (kV)	基本部分 (1 kW につき)	比例部分 (1 kWh につき)
3~6	330 円	3.25 円
6~60	310 円	3.05 円
60~70	300 円	2.85 円

注：以上早收料金、月使用料が 1 kW につき 450 kWh をこえるときは、こえる部分につき、10% を割り引く。

すなわち、契約 1 kW につき T kWh を使用する負荷は、電力供給の困難な側から T 時間使ったとして、その料金を定めることにする。水力から調整不能な負荷を引いたものの、月間の持続曲線を直線で近似するならば、上述の負荷の負荷特性は次式で与えられる。

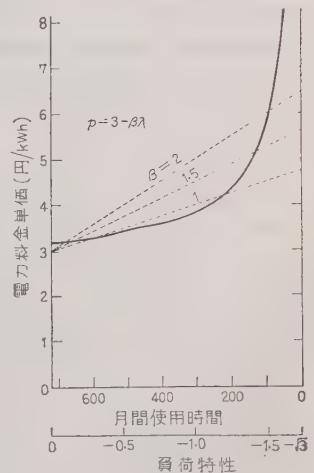
$$\lambda = -\sqrt[3]{3}(1-T/720)$$

したがって、契約 1 kW につき月間 T kWh を使用する場合の電力単価は、 T の一次式となるのが、負荷特性の立場から合理的である。

(4・4) しかしに、前掲の常時電力規程によって、契約 1 kW につき、月間 T kWh 使用の場合の平均電力単価を算出すると、第 7 図に示すように $T=450$ の点で 2 本の双曲線をつないだものとなって、直線にはならない。

この双曲線と比較する意味で、月間一樣な負荷に対しては 3 円/kWh で、負荷特性の値を 1 円/kWh, 1.5 円/kWh, 2 円/kWh とした場合について、月間使用時間 T と、電力単価 p との関係が、第 7 図には点線で示してある。

負荷調整を月間で考える場合は、水力の季節変動の影響はあまりないから、ここを中心になるのは、日負荷特性であると考えてよからう。第 7 図で見ると、200~720 h のあたりで、双曲線と



第 7 図

$p=3-\lambda$ の点線とはかなりよく合っている。さきに実態調査で、本州中央部における日負荷特性の値が 1 円/kWh 程度に出たのは、あるいはかかる常時電力規程の影響が出たのではあるまいか。

(4・5) さきにも述べたように、日負荷特性の値を 1 円/kWh とするのは過小評価で、ピークを作るための費用を考えれば、この値はさらに高く見積る必要がある。

第 7 図で、第 4 表の常時電力料金を表わす双曲線と、負荷特性の値を 1.5~2 円/kWh としたときの直線とを比較すると、常時電力は月間使用時間 200~300 h のあたりで、かなり割安にみえる。

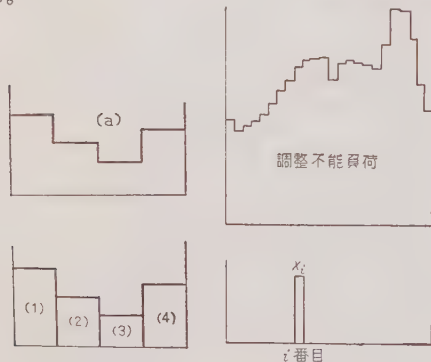
(4・6) 常時電力料金規定は、日負荷特性を反映していないばかりでなく、季節負荷特性も反映していない。したがって、たとえば自流水自家発電所を持つ需用家が、渇水期に常時電力を買って補充をする場合を想定すると、現行の料金規定では、供給側に不利であろう。

(4・7) 次に、負荷特性と時間帯別料金制度との関係を考える。

電力単価を負荷特性の一次式として定めることは、結局、季節別、時間帯別に料金を定めることに帰することである。

われわれは、さきに、電力単価が負荷特性の一次式であるべきだという証明を与えるとき、負荷 X , Y の電力料金を P_X , P_Y とするとき、両者を合成した負荷 $X+Y$ の料金は P_X+P_Y であるという仮定(仮定 2)を用いた。

この仮定にしたがうならば、たとえば第 8 図の (a) の負荷に対する電力料金は、(1), (2), (3), (4) の負荷の料金の和である。すなわち、任意の負荷は、時間帯別に分けられ、それぞれの時間帯別に料金が定まることになる。これがすなわち、時間帯別料金制度である。



第 8 図

第 9 図

(4・8) まず、日負荷特性について考える。

調整不能負荷の全体の 1 h ごとの値を

$$\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_i, \dots, \xi_{24}$$

とする。次に i 時間目だけが 1 で、他は 0 である負荷 X_i を考える。

$$0, 0, \dots, 1, \dots, 0$$

(i 番目)

負荷 X_i の日負荷特性 λ_i は、次式で与えられる。

$$\lambda_i = -(\xi_i - \bar{\xi}) / \sigma_{\xi}$$

電力単価 p が、負荷特性 λ の一次式 $p = \alpha - \beta\lambda$ で与えられるならば、負荷 X_i に対する料金 p_i は

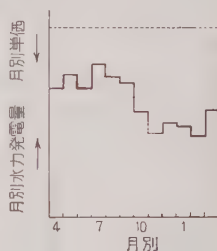
$$\begin{aligned} p_i &= \alpha - \beta\lambda_i = \alpha + \beta(\xi_i - \bar{\xi}) / \sigma_{\xi} \\ &= (\alpha - \beta\bar{\xi} / \sigma_{\xi}) + (\beta / \sigma_{\xi}) \xi_i \end{aligned}$$

で与えられる。これが時間ごとの電力単価である。

すなわち、時間別の料金単価は調整不能負荷の曲線において、横軸の高さと縦軸の目盛の単位を適当に変えたもので表わされる。

(4・9) 季節別電力単価の定め方も同様である。

月別の水力発電量の曲線が与えられたとき、第 10 図に示すように、適当な高さに横軸を引き、これから逆向きに、適当な単位で縦軸を目盛れば、水力発電量の曲線が、そのまま月別料金単価の曲線となるのである。



第 10 図

5. 負荷特性と電力の生産原価

(5・1) ここでは、電力の生産原価の立場から負荷特性の値を求め、また負荷特性の値から水力発電所の評価をすることを目的とする。

ただし、資料の関係から、以下に述べるのは模型的な議論で、一種の方法論である。しかし、得られた結果はおおよその傾向を示すであろう。

(5・2) まず、負荷特性を反映した料金体系ができていて、季節別、時間帯別に料金が定まっていたとする。火力発電所は、料金の高い時間から低い時間のほうへと順次埋めてゆくことになる。そこで、燃料費と生産する電力の価値とが等しくなるところで、火力の運転を止めれば、それが利益最大の点である。

逆にいえば、そうなるように、料金体系ができていることが望ましいのである。

(5・3) 具体的に計算を進めるために、少し現実的ではないが、次の仮定をおく。

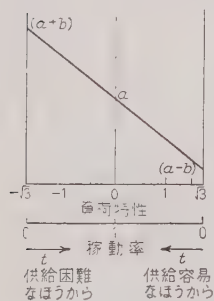
年間 8,760 h を通じて、(水力)ー(調整不能負荷)を基準とした負荷特性 λ を用いて、電力単価が $p = \alpha - \beta\lambda$ の形で与えられているとする。

さらに、(水力)ー(調整不能負荷)の持続曲線は直線で与えられているとする。

この場合、供給容易なほうから稼働率 t だけ使う負荷の負荷特性は $\lambda = \sqrt{3}(1-t)$ であるから、その料金単価は $p = \alpha - \beta\sqrt{3}(1-t)$ である。

逆に、供給困難な側から稼働率 t だけ使う負荷の負荷特性は $\lambda = -\sqrt{3}(1-t)$ で、その料金単価は $p = \alpha + \beta\sqrt{3}(1-t)$ である。

ここで、 $\alpha = a$ 、 $\sqrt{3}\beta = b$ と置く。そうすれば稼働率 t と電力単価 p との関係は第 11 図で与えられる。



第 11 図

すなわち、年間一様な負荷には a 円/kWh、もっとも供給容易なときの単価は $(a-b)$ 円/kWh、もっとも供給困難なときの単価は $(a+b)$ 円/kWh となるように料金が定められていたとする。

(5.4) 火力発電所は

電力の価値の高いほうから生産してゆくから、年間利用率 t で運転する場合に、それが生産する電力の平均価値は

$$p = a + b(1-t) = (a+b) - bt$$

である。したがって、出力 1kW あたり生産した電力の総価値 P は

$$\begin{aligned} P &= 8,760t[(a+b) - bt] \\ &= 8,760[(a+b)t - bt^2] \end{aligned}$$

で与えられる。

一方、火力発電所の燃料費を f 円/kWh、出力 1kW あたりの固定費を c とする。年間利用率 t の場合の、出力 1kW あたりの総費用 C は次式で与えられる。

$$C = c + 8,760ft$$

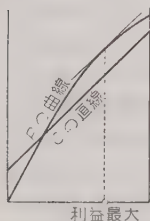
したがって、利益 $P-C$ が最大の点は

$$\frac{d}{dt}(P-C) = 0$$

$$\text{より } t = (a+b-f)/2b$$

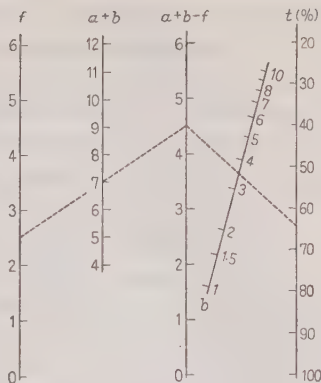
で与えられる。

第 13 図は a 、 b 、 f と t との関係を求める共線図表である。



第 12 図

(5.5) 上の利益最大の利用率 t のとき、火力発電



実線は $a=b=35$ 、 $f=25$ のとき、 $t=64\%$ を求めるもの。 f と $(a+b)$ を結んで $(a+b-f)$ を求め、 $(a+b-f)$ と b を結んで t を求める。

第 13 図

所が生産する電力の平均価値は

$$\begin{aligned} p &= (a+b) - bt = a + b - b(a+b-f)/2b \\ &= \frac{1}{2}(a+b+f) \end{aligned}$$

である。これから燃料費 f を引けば

$$p-f = \frac{1}{2}(a+b+f) - f = \frac{1}{2}(a+b-f)$$

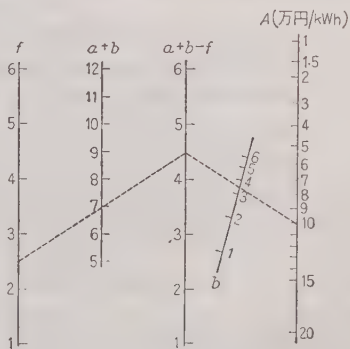
は、1kWh あたりの燃料費以外の費用と利益との和である。したがって、これは燃料費以外の費用の限界値であるとみてよい。(利益が 0 の場合)

この $(p-f)$ に、年間運転時間 8,760 t を掛ければ

$$\begin{aligned} \alpha &= (p-f) \times 8,760t \\ &= \frac{1}{2}(a+b-f) \times 8,760 \times (a+b-f)/2b \\ &= 8,760 \times (a+b-f)^2/4b \end{aligned}$$

は、出力 1kW あたりの、年間の燃料費以外の費用の限界値である。

燃料費以外の年間費用 α の大部分は資本費であろ



第 14 図

う。したがって、この α は投資額 A に比例するものとみてよい。この比例定数は利率、償却年数によって異なるが、仮に A は α の 8 倍とする。そうすれば、損をしない投資の限界値は、次式で与えられる。

$$A = 8\alpha = 17,520 \times (a+b-f)^2/b$$

第 14 図は a, b, f から A を求める共線図表である。

(5.6) 北陸電力の調整電力料金規程は、高圧受電の場合はおおよそ $a \approx b \approx 3$ 円/kWh である。

また、本州中央部では、新鋭火力の燃料費はおおよそ 2.5 円/kWh である。そこで

$$a = b = 3, 3.5, 4, f = 2.5$$

の場合について、前述の式により、利益最大の利用率、その際の電力の平均価値、投資額の限界値 A を求めると、次の第 5 表が得られる。

第 5 表

	利 用 率 t (%)	電力の平均価値 p (円/kWh)	投資額の限界値 A (千円/kWh)
$a=b=4, f=2.5$	69	5.25	133
$a=b=3.5, f=$ "	64	4.75	101
$a=b=3, f=$ "	58	4.25	72

これを本州中央部の工事中の火力発電所の計画値と比較すると、両者はかなりよく一致しているとみてよからう。

第 6 表 工事中火力発電所の計画値

	燃料費 (円/kWh)	利 用 率 (%)	発電原価 送電損 (円/kWh)	kW あたり 建設費 (千円/kW)
千葉	2.46	70	4.40	67
品川	2.59	"	4.76	69
横須賀	2.40	"	"	83
姫路	2.56	60	5.09	70
大阪	2.40	"	4.90	72

注：「電源開発の現状 (昭 34)」による。

(5.7) 上に導いた投資額の限界値の式は、老朽火力の若返り投資にも利用できる。ピーク負荷に応ずるために、揚水発電所を利用するのも一つの方法であろうが、老朽火力を若返らして利用するのも一つの方法であろう。そのためには、燃料を重油に切り換えるとか、自動化するとか、遠隔操作にするとかのために投資が必要であろう。その限界値も第 14 図の共線図表から得られるのである。

(5.8) 以上では、まず、負荷特性を反映した電力料金制度が与えられているとして、その条件のもとで火力発電所の運転方式を考えたのである。

今度はその逆に、現実の火力発電所の運転状況か

ら、かかる運転状況が利益最大になるような料金体系を求めることを考える。

電力料金体系が第 11 図に示されるように定められているとき、燃料費 f 円/kWh の火力発電所の利益最大の利用率 t は

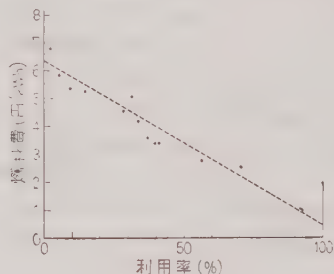
$$t = (a+b-f)/2b$$

で与えられる。すなわち、 f と t との関係は

$$f = (a+b) - 2bt$$

で与えられる。

各電力会社では、燃料費を異にする種々の火力発電所が、それぞれの利用率で運転されている。第 15 図



第 15 図

は昭和 32 年度の関西電力の例である。この f と t との相関関係から、 a, b の値を求めることができる。第 15 図に示すように、 f と t との関係を示す直線を目分量で引いて a, b の値を求めると、第 7 表の結果が得られる。

第 7 表

	a	b	$\beta = b/\sqrt{3}$
東京電力	4.5	4.5	2.60
関西電力	3.5	3.0	1.73
九州電力	3.0	2.0	1.15

前後に出たのは、さ

きの実態調査や、北陸電力の調整電力の料金規定と見くらべては妥当であろう。

(5.9) 次に水力発電所の問題を考える。

火力発電所の運転状況から、季節別、時間帯別の料金が定まるとすれば、ある水力発電所が生産する電力の 8,760 h の負荷曲線と、上述の時間帯別料金とから、年間発電量の総価値が出てくる。この価値から、その発電所に許される限界の投資額が出てくる。これと建設費とを比較し、(建設費)/(投資額の限界値) が 1 より小さいものを、小さいほうから順に建設してゆくのが合理的であろう。

なお、揚水発電所の価値評価もこの方法でできる。この場合、揚水時は出力を負の値と考えるのである。

(5.10) 現在、われわれは、季節別、時間帯別の料

金を定めるべき資料を持たないので、水力発電所の価値評価の問題を、上とは少し別な方向から考えてみる。

さきに、需用家が総合負荷を調整する能力として、負荷特性を導入したのであるが、この考えを発電所の出力に対しても用いることができる。

第 16 図は、北陸電力の月別の水力発電量（昭和 27 年～32 年の 6 年間の平均）、および有峰、壁倉の 2 水力発電所の月別発電量（計画値）を示している。

北陸電力の既設水力に、壁倉を加えると、水力の季節変動は増加するのに対し、大貯水池を持つ有峰を加えれば、水力の総合出力は平たん化するのである。

(5・11) 総合水力の

季節変化を減少させ、出力を平たん化する能力を表す尺度として、需用家の場合と全く同様に、水力発電所の季節負荷特性を

$$\lambda_s = -r \sigma / m$$

によって定義する。ここに r は既設の総合水力の月別出力と、新設の水力発電所の月別出力との間の相関係数、 σ/m は新設水力発電所の変異係数である。負の符号をつけたのは、発電所は負の需用に相当するからである。

有峰のように、既設の水力と逆の形に発電するものは、 r が負であるから、 λ_s は正となる。このように λ_s が正であれば質のよい電気を出す発電所、負であれば質の悪い電気を出す発電所である。

第 9 表には、いくつかの水力発電所の季節負荷特性の値が示してある。

(5・12) 季節負荷特性と同様に、水力の日負荷特性も、次式によって定義することができる。

$$\lambda_d = r \sigma / m$$

しかし、今回は資料の関係で、水力発電所の日負荷特性を算出することはできなかった。

(5・13) 負荷特性の値が大きい発電所は、それだけ価値が高いわけであるから、それに応じて建設費は高くてもよいことになる。従来は、発電所の建設費を表すのに、kW あたり建設費と、kWh あたり建設費

とが用いられているが、ここでは負荷特性を考慮に入れて、建設費の問題を考えてみる。

(5・14) 水力発電所の年間発生電力量を E とする。負荷特性 λ は、平均値 1 kWh あたりの調整力であるから、発電所の調整力は $E\lambda$ で表わされる。

発電所の価値は、年間発生電力量 E 、および総合水力を平たん化する能力 $E\lambda$ で表わされると考え、その建設費 P を、最小二乗法により

$$P = aE + bE\lambda$$

で近似する。

第 8 表は、この計算を「電源開発の現状」（昭和 33 年）の資料によって行った結果である。なお、この計算は、電力会社の建設する地点だけについて行い、北海道電力は 4 地点、関西電力は 3 地点にすぎないので除外した。月別発電量には下流増減をすべて加えてある。

第 8 表の a , b

の値をみると、西ブロック各社のように、納得しがた

いものも出てくるが、元来、西ブロックでは、水力発

電所はピークを目的としているであろうから、その価値を、kWh と季節調整能力で評価することが無理であろう。

そこで、東ブロック、中ブロックの a , b の値のおよそ中間をとって

$$a = 32 \text{ (円/kWh)}, \quad b = 22.5 \text{ (円/kWh)}$$

を、代表的な値と考えることにする。

(5・15) 水力発電所の価値と建設費との関係を見るために、仮に

$$a = 32, \quad b = 22.5$$

と固定し、水力発電所の価値を

$$\tilde{P} = 32E + 22.5E\lambda$$

によって算出したものと、建設費 P との関係の中ブロックについて図示したものが、第 17 図である。

(5・16) 上述の $\tilde{P} = 32E + 22.5E\lambda$ の両辺を E で割れば、kWh あたりの建設価値 \tilde{p} は

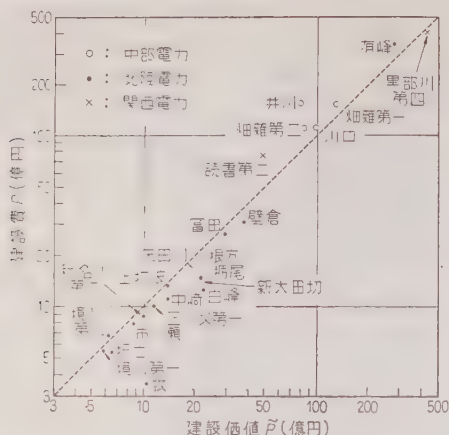
$$\tilde{p} = 32 + 22.5\lambda$$

で与えられる。

さて、さきの大口需用家についての調査結果や、北陸電力の調整電力の料金規定、火力発電所の生産原価

第 8 表

	発電地点数	a	b
東北電力	9	29.6	13.0
東京電力	5	40.0	49.3
中部電力	6	41.8	20.4
北陸電力	14	32.6	47.7
中国電力	5	36.9	166.4
四国電力	8	46.4	60.9
九州電力	"	17.8	-59.0
東ブロック	14	30.0	16.8
(北陸)+(関西)	17	32.0	31.4
中ブロック	23	33.0	26.6
西ブロック	21	32.1	-17.4



第 17 図

などからみると、年間一様な負荷に対する電力単価は 3 円/kWh 余り、季節負荷特性の価値は 2 円/kWh 前後とみてよいようである。

水力の建設費の妥当な値というものは、年利率によって大いに変化するが、年利率 8%，償却を 40～50 年とすれば、年間収入のおよそ 10 倍が、建設費の限界値とみてよからう。

そうすれば、年間一様な出力に対する建設費は 30 円/kWh 余り、季節負荷特性の建設費は 20 円/kWh 前後ということになり、上述の $\tilde{p}=32+22.5\lambda$ とはほぼ一致する。

(5・17) 第 9 表には、いくつかの水力発電所の季節負荷特性 λ の値、 $a=32$ 、 $b=22.5$ と置いたときの kWh あたり建設値 $\tilde{p}=32+22.5\lambda$ 、および実際の

第 9 表

	λ	\tilde{p}	p
奥新庄(北海道)	-0.455	21.8	30.5
八木田(東北)	-0.254	26.3	26.2
早川第一(東京)	-0.432	22.3	18.5
生坂("	-0.199	27.5	29.7
川口(中部)	-0.204	27.4	31.1
井川("	0.067	33.5	65.0
細瀬第1("	0.430	41.7	49.4
牧(北陸)	-0.522	20.2	6.6
梶倉("	-0.168	28.2	22.8
有峰("	0.236	37.3	43.9
黒部第4(関西)	0.041	32.9	31.4
矢田川("	0.094	34.1	34.4

kWh あたりの建設費 p の値を示してある。

(5・18) 以上の計算では、日負荷特性の価値が考慮されていない。しかも将来、水力に対する火力の比率が増大するにつれ、季節調整の

価値は減少し、水力発電所の価値は日負荷調整力を中心になると思われる。

季節負荷特性の価値が低下すれば、大貯水池の価値は減少し、日負荷調整を目的とする小調整池を持った自流水発電所の価値が増大することと思われる。

ここで最大の問題は、現実の大口需用家の実態調査の結果においても、また常時電力の料金規定においても、日負荷特性の価値が十分に評価されていないことである。

日負荷特性の価値を高く評価する料金制度の裏づけがない限り、今後、水力建設費の正当な評価は困難であろう。

6. む す び

以上、われわれは負荷特性なる概念を導入し、これと電力料金と料金制度との関係を考え、また、電力の生産原価の立場から、負荷特性の価値を求めることを考えたのである。

しかし、元来ものの値段は需給の関係によっても定まるものであって、原価計算だけで値段が定まるものではあるまい。まして電気の場合は、総括原価は出たとしても、使用目的、方法、時間の異なる各需用家に原価を配分することは不可能に近いであろう。

われわれは、負荷特性の価値を評価するという方法によって、各需用家に生産費を配分することを考えるのであるが、たとえば、なにかの方法によって定めた負荷特性の価値が小さく出たために、豊水期電力も、深夜電力も安くならないならば、それに対する需用は生ぜず、またピーク時電力も高くならないから、抑制効果も生じないであろう。それでは、せっかく季節別、時間帯別の料金を定めても、効果はなく、手間がかかるだけ損である。

逆に、負荷特性の価値を大きく評価し、豊水期や、深夜を安くしたために、需用が集まり過ぎて、調整過剰となつては困るであろう。

すなわち、需用の問題を考えずには、負荷特性の価値を定めるわけにゆかないのである。

電気は、常に需要と供給とが等しく、貯蔵がきかないのであるから、両者は互に干渉し合う。したがって、電力料金も、料金制度が需用におよぼす作用、需用の変化が供給におよぼす二次作用を考えながら、適当に変化させてゆかなければならないであろう。これは、中央銀行が公定歩合を変化させて、金融を調節すると同様である。

そして電力料金の場合には、負荷特性の価値を変化させることが、負荷調整のかぎになるものであることを期待する次第である。

この研究は電力中央研究所の大沢、佐久間両氏と行った研究の一環で、種々のご援助を賜った通産省公益事業局、科学技術庁資源調査会の方々に対して、厚く感謝する。(昭和 35 年 6 月 28 日受付)

UDC 621.317.43.083.5: 621.317.784.082.72

静電形電力計による高磁束密度常規鉄損比較測定法*

資料・論文

36-3

正員 成 田 賢 仁† 正員 山 崎 亨††

1. 緒 言

回転機鉄心には磁束密度が 15 kG をこえる場合が多い。したがって電気機械設計者にとってはそのような高磁束密度における鉄損をできるかぎり正確に知ることが望ましい。すなわち高磁束密度における鉄損が高精度で、かつ比較的容易に求められる測定法の確立が望まれる。

高磁束密度鉄損測定法については

- (1)ブリッジ法⁽¹⁾
- (2)電力計法 (a) 電流計形, (b) 熱電形,⁽²⁾ (c) 静電形⁽³⁾
- (3) 熱量計法⁽⁴⁾

が研究されてきた。

ブリッジ法はよく知られているように、低磁束密度における磁気損失測定に主として用いられてきたが、さきに測定可能な磁束密度範囲の拡張が研究され、⁽¹⁾ 25 cm 形エプスタイン試験器をブリッジの一辺として 16 kG までの鉄損測定がなされたが、さらに高い磁束密度までの実験が望まれる。

電流計形電力計法は鉄損測定に広く用いられてきた方法であるが、高磁束密度では力率が著しく低下し、これに伴う力率誤差が増大する。⁽²⁾ この難点を解消するには時定数 10^{-7} 程度の電力計を要するが、その製作は困難である。この難点を超える方法として熱量計法があげられる。しかし熱量計法では、少量小形環状試料を最適とし、測定に諸種の綿密な注意を要するうえ測定に相当な時間を要する難点がある。⁽⁴⁾

熱量計のほかに商用周波電力測定において、大きな力率誤差を生ずる因子を持たない電力計としては、熱電形および静電形がある。これらを用いるときは付属抵抗器類の時定数による力率誤差が問題となるにすぎないので、両形式の電力計では力率誤差の値を電流計形のそれにくらべて 1 けた低くできる利点がある。熱電形電力計は小試料の低磁束密度鉄損測定用⁽²⁾ に、静電形電力計は偏位法で低磁束密度鉄損測定用に検討

された例⁽³⁾はあるが、高磁束密度鉄損測定用に研究された例はない。ここにおいて、われわれは零位方式静電形電力計による高磁束密度鉄損測定法を開発した。

零位方式静電形電力計法は環状試料に適用するときには特に問題はないが、たんに試料を用いるエプスタイン試験器に適用するときは単位重量あたりの鉄損、すなわち常規鉄損の算定法に問題を生ずる。すなわち 25 cm エプスタイン試験法では、試料全重量に係数 0.839 を乗じた実効重量で計器により得られた鉄損を除いて常規鉄損を算定しているが、高磁束密度鉄損測定用に適切に設計されたエプスタイン試験器に対しては、上述の係数に再検討を加える必要がある。そこで常規鉄損決定法を明らかにした。

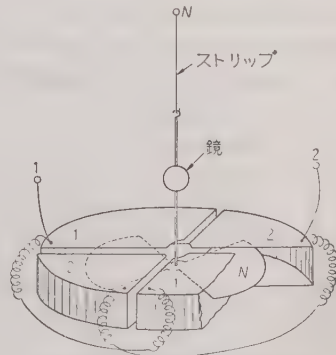
2. 零位方式静電形電力計による
常規鉄損測定法

(2・1) 零位方式静電形電力計による鉄損測定原理
象限電位計は第 1 図に示されるように 2 対の固定片 1, 2 の中央に可動翼 N を導電性のつり線でつったものである。電極 1, 2 および N にそれぞれ電圧 V_1 , V_2 および V_N を印加したときの N のふれの角は 1, 2 および N が完全に対称に配置されているならば (1) 式で表わされる。

$$\tau\theta = (V_N - V_1)^2 - (V_N - V_2)^2 \dots\dots\dots(1)$$

ただし τ : 定数

いま、従来のエプスタイン回路における電流計形



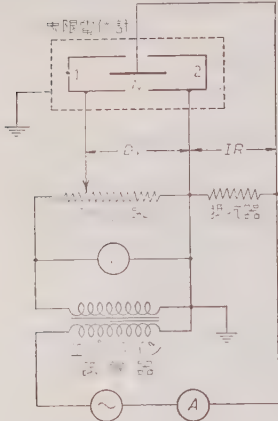
第 1 図 象限電位計の略図

* Comparison Method for Determining the Specific Core Loss at High Flux Densities with the Static Wattmeter. By K. NARITA, Member & T. YAMAZAKI, Member (Electrotechnical Laboratory, Ministry of International Trade and Industry).

† 電気試験所電磁計部研究室主任

†† 電気試験所電磁計部研究室員

電力計の電圧回路を分圧器で、電流回路を抵抗器で置き換え、これらと象限電位計とを第2図のように組み合わせる。そして分圧器の分圧比 D 、すなわち電圧 V_1 を調整して零位法によって $(V_N - V_1)$ と $(V_N - V_2)$ の実効値が相等しくなるようにする。この場合、抵抗器および分圧器の時定数を零、エプスタイン試験



第2図 静電形電力計による鉄損測定回路

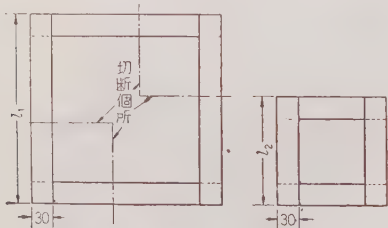
$$I = \sum I_n \sin(n\omega t - \varphi_{In})$$
$$V = \sum V_n \sin(n\omega t - \varphi_{Vn})$$

とすれば、(1)式における $\theta = 0$ の平衡条件から(2)式が得られる。

$$\sum V_n I_n \cos(\varphi_{Vn} - \varphi_{In}) = \frac{D}{2R} \sum V_n^2 \dots (2)$$

(2)式左辺はエプスタイン試験器の二次回路の抵抗損を含めた試料全体の鉄損に相当する。したがってこの二次回路の抵抗損を差し引けば、零位方式静電形電力計法によって試料全体の鉄損が得られる。

(2・2) 比較法による常規鉄損決定原理 長さ l_1 および l_2 ($l_1 > l_2$)の試料の鉄損測定に適する2組のエプスタイン試験器を用意する。まず試料長 l_1 用エプスタイン試験器を用いて、二重重ね接続でその試料全体に対する鉄損 W_1 を、25cmエプスタイン試験法に準じ静電形電力計で求める。次いで試料を l_2 長さに切断して、試料長 l_2 用エプスタイン試験器を用い



第3図 常規鉄損比較測定時の試料の採取法

て前記と同様に試料全体に対する鉄損 W_2 を求める。この場合の試料切断箇所は第3図のようにする。

試料長 l_1 用試験器による場合、 W_{1i} ：試料直線部の鉄損、 W_{1j} ：二重重ね接続部の鉄損とすれば、

$$W_1 = W_{1i} + W_{1j} \dots (3)$$

また試料長 l_2 用試験器による場合、 W_{2i} ：試料直線部の鉄損、 W_{2j} ：二重重ね接続部の鉄損とすれば、

$$W_2 = W_{2i} + W_{2j} \dots (4)$$

ここにおいて、

(i) 試料直線部の磁束密度分布が両試験器において全く対応する。

(ii) $W_{1j} = W_{2j}$
の2条件が成立すれば、(3)、(4)式から得られる

$$\Delta W = W_1 - W_2$$
$$= W_{1i} - W_{2i} \dots (5)$$

は長さ l_1 なる試料と長さ l_2 なる試料の重量差 ΔM に対応する鉄損となる。したがって常規鉄損 W_0 は

$$W_0 = \frac{\Delta W}{\Delta M} \dots (6)$$

で得られる。

3. 測定装置

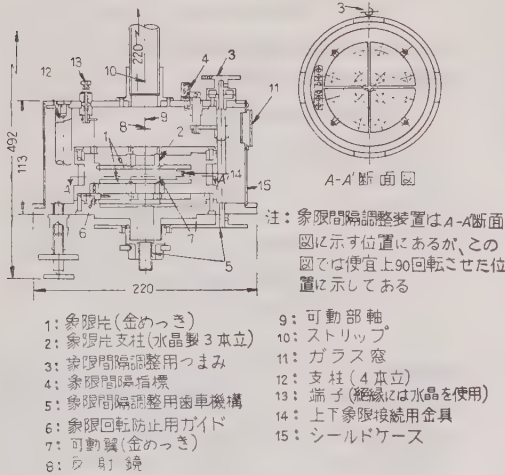
(3・1) エプスタイン試験器 JISに定められている25cm形エプスタイン試験器は10~15kG範囲の磁気特性試験用で、一次コイルの巻数が少ない。したがってこれを高磁束密度鉄損測定に使用すると一次電流が大きくなり、後述の測定回路に用いられる抵抗器の電流容量を増さなければならない不利を生ずる。このため主要な仕様は第1表に示される25cm形および50cm形エプスタイン試験器を試作した。これらの試験器は試料近傍の磁界分布および試料内の磁束密度分布を測定するためのさぐりコイルを備えている。

第1表 高磁束密度用エプスタイン試験器の仕様

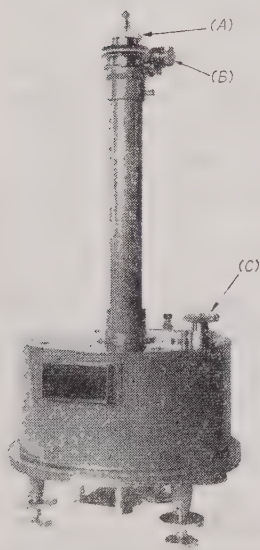
試験器 コイル	50 cm 形	25 cm 形
一次コイル	0.8×4 D. C. C. 平角銅線 1層あたり 99 回 7層巻 4個 全巻回数：2,772	0.8×4 D. C. C. 平角銅線 1層あたり 43 回 7層巻 4個 全巻回数：1,204
二次コイル	0.2φ E. C. 銅線 15 本集束 (一次コイルと 1対にして巻く) 全巻回数：2,772 実効断面積：16.6 cm ²	0.2φ E. C. 銅線 15 本集束 (一次コイルと 1対にして巻く) 全巻回数：1,204 実効断面積：15.0 cm ²

(3・2) 静電形電力計

(a) 象限電位計⁽⁵⁾ これは特に高精度の機械工作によって製作したもので、第4図は象限系ならびに可動翼の構造を示し、第5図にその外観を示す。



第4図 象限電位計の主要部



第5図 象限電位計の外観

象限片を4枚ずつ同一平面上に対称に配置した2組の象限系を対象に上下に向き合わせ第1図に示す4個のコの字形象限片からなる象限系と等価な系を形成した。上部象限系と下部象限系との間隔は“つまみ (C)”で整調可能で、これによって感度を調整できるようにしてある。可動翼は厚み 0.1mm のアルミニウム薄板を、あたかも2枚の扇をかなめの位置で点対称になるように重ね合わせた形に打ち抜いたもので、これにアルミニウムパイプを回転軸として取り付けた。可動翼は #50 のりん青銅を方形断面に圧延した電磁オシログラフ用ストリップによって象限系の中央につる。可動翼の象限系に対する位置はその回転方向を調整する“つまみ (B)”，上下方向を調整する“つまみ (A)”によって

微細に調整できる。回転軸には反射鏡を取り付け、望遠鏡方式によって可動翼の回転の有無を検出する。この実験では $V_N - V_1 = V_N - V_2 = 20 \text{ V}$ としておき、 $V_N - V_1$ 一定とし、 $V_N - V_2$ を $\pm 0.01\%$ 変化させたとき、反射鏡から 2m の距離において、望遠鏡に映る像が約 $\pm 1 \text{ mm}$ 移動する程度に象限電位計の感度を調整した。こうして、測定量のほぼ 1% の変化を検出できる感度を得た。なお象限電位計の周波数誤差は商用周波数では全く無視できる。

(b) 分圧器および抵抗器 可変分圧器としては2個直列接続した高周波用 6 ダイアル可変抵抗器を用い、1個は $10,000 \Omega$ 一定、あとの1個は可変とし、可変部分の両端から電圧を取り出した。

第2図に示される電流用抵抗器としてはパイファイヤ巻きにした 6Ω 、定格 5A のものを用いた。

(c) 性能 本研究に用いられた静電形電力計の性能を第2表に示す。

第2表 静電形電力計の性能

測定範囲	電圧: 1~150 V 電流: 5 A 以下
感度	測定値のほぼ 1% を検出できる。
周波数誤差	50 c/s で 0.01 % 250 c/s で 0.05 %
力率誤差	50 c/s 力率 0.5 で 0.02 % 50 c/s 力率 0.1 で 0.10 %

4. 測定法の検討

(4・1) 零位方式静電形電力計法の検討

(a) 偏位方式と零位方式との比較 象限電位計の動作は一般に (7) 式で示される。

$$\begin{aligned} & \{\tau - \varepsilon_{N1}'(V_N - V_1)^2 \\ & \quad - \varepsilon_{N2}'(V_N - V_2)^2 - \varepsilon_{NC}'V_N^2\}\theta \\ & = (V_N - V_1)^2 - (V_N - V_2)^2 \\ & \quad - \varepsilon_{12}(V_N - V_2)^2 + \varepsilon_{NC}V_N^2 \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

ここで ε_{12} , ε_{NC} , ε_{N1}' , ε_{N2}' , ε_{NC}' はそれぞれ添字をつけた各電極間の非対称性によって生ずる誤差を表わすから、ここでは非対称誤差と呼ぶ。

したがって象限電位計を偏位方式で使うには、次の2項のうちいずれかが行われていなければならない。

(i) (7) 式の誤差項を必要な精度で無視できるように非対称誤差を調整し、かつ計器定数を必要な精度で求める。

(ii) 計器定数および非対称誤差のすべてを必要な精度で求める。

特に非常に低い力率の電力測定、たとえば高磁束密度鉄損測定では、象限電位計には高い電圧が印加され

るにもかかわらず測定電力が小さいので、上記の条件は厳しくなる。偏位方式は測定操作は簡単であるが、このように多数の定数を調整または決定しなければならぬ欠点がある。

これに反し、零位方式による平衡条件は

$$(V_N - V_1)^2 - (V_N - V_2)^2 (1 + \varepsilon_{12}) + \varepsilon_{NC} V_N^2 = 0 \quad \dots\dots\dots (8)$$

で与えられる。(8) 式によれば第2図の回路の平衡条件は次式で与えられる。

$$2DR \sum V_n I_n \cos(\varphi_{Vn} - \varphi_{In}) = D^2 \sum V_n^2 - (\varepsilon_{12} - \varepsilon_{NC}) R^2 \sum I_n^2 \dots\dots (9)$$

したがってなんらかの方法で非対称誤差を

$$\varepsilon_{12} - \varepsilon_{NC} = 0 \quad \dots\dots\dots (10)$$

となるように調整できれば(2)式が成立する。

このように零位方式は偏位方式にくらべて調整すべき定数の数が少なく、電圧の適当な組み合わせによっては、その調整操作も簡単にできる利点がある。

(b) 非対称誤差の調整 第2図の回路において $D=0$ とし、 $V_N=V$ 、 $V_1=V_2=0$ としたときの可動翼のふれ θ は次式で表わされる。

$$\{\tau - (\varphi_{N1}' + \varepsilon_{N2}' + \varepsilon_{NC}') V^2\} \theta = (\varepsilon_{NC} - \varepsilon_{12}) V^2 \quad \dots\dots\dots (11)$$

したがって、(11) 式において $\theta=0$ となるように調整すれば $\varepsilon_{NC} - \varepsilon_{12} = 0$ となり、非対称誤差が除かれる。使用した象限電位計では(10)式の成立する点の近傍では水準調整用のねじの位置と θ とはほぼ直線関係にあり、水準の微細調整によって容易に $\theta=0$ が実現された。

(c) 静電形電力計の力率誤差 第2図の接続による静電形電力計の力率誤差の因子としては、次の2点を検討しなければならない。

(i) 象限電位計の電極間容量による抵抗器および分圧器の Shunt effect

(ii) 抵抗器および分圧器の時定数

電極間容量は約 10 pF 以下、したがって 50 c/s のインピーダンスは約 $3 \times 10^8 \Omega$ 以上であり、抵抗器の抵抗値は 6 Ω 、分圧器の出力端子間抵抗値は約 100 Ω としたので、本実験では (i) による力率誤差は無視できる。

抵抗器の抵抗値および分圧器の分圧比の直流値と交流 250 c/s における絶対値との差は、それらの時定数がそれぞれ 1×10^{-6} s 以下であれば 0.1 % 以下となる。本実験では、後述のように試験周波数 50 c/s の第5調波までを考えれば充分であるから、上記の条件が満たされるならば R および D の絶対値は不変と

みなしてさしつかえない。この場合 R および D の時定数を τ_R および τ_D とすれば象限電位計に印加される電圧は

$$V_N = R \sum I_n \sin(n\omega t - \varphi_{In} - n\omega\tau_R) \\ V_1 = D \sum V_n \sin(n\omega t - \varphi_{Vn} - n\omega\tau_D), \quad V_2 = 0$$

で表わされ、非対称誤差の調整が完全にできていれば平衡条件は次式で表わされる。

$$\sum V_n I_n \cos(\varphi_{Vn} - \varphi_{In}) \\ = \frac{D}{2R} \sum V_n^2 + \omega(\tau_D - \tau_R) \\ \times \sum n V_n I_n \sin(\varphi_{Vn} - \varphi_{In}) \dots\dots\dots (12)$$

これによれば、力率誤差 (%) は次のようになる。

$$\varepsilon_r = \frac{\omega(\tau_D - \tau_R) \sum n V_n I_n \sin(\varphi_{Vn} - \varphi_{In})}{\sum V_n I_n \cos(\varphi_{Vn} - \varphi_{In})} \times 100 \% \\ \dots\dots\dots (13)$$

本実験において、もっとも波形が悪く、力率も低い一例として T 種けい素鋼板の磁束密度 18 kG における一次電流および二次電圧の波形を分析した結果は次のようになる。

$$I = I_1 (\sin \omega t - 0.40 \sin 3\omega t + 0.05 \sin 5\omega t) \\ V = V_1 \{ \sin(\omega t + 88^\circ) - 0.25 \sin(3\omega t + 170^\circ) \\ + 0.1 \sin(5\omega t + 170^\circ) \}$$

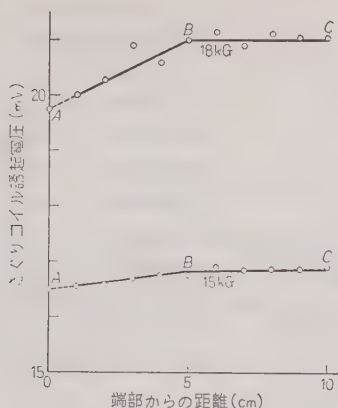
ここで第7調波以上は ε_r におよぼす影響が小さいので省略した。一方、(実効電力)/(皮相電力)との定義による力率は約 0.01 であったので、 $(\varphi_{Vn} - \varphi_{In}) = 0.01$ としても $|\varepsilon_r|$ の上限の評価にはさしつかえないであろう。これによれば、50 c/s において $|\varepsilon_r| < 2 \%$ とするためには

$$|\tau_R - \tau_D| < 5 \times 10^{-7} \text{ (s)} \quad \dots\dots\dots (14)$$

に保たなければならない。 τ_R および τ_D を 10^{-7} s のオーダーにすることは比較的容易であり、かつ τ_R および τ_D は同符号になるので(14)式を満たすことができる。本実験に用いた $\tau_R = 8 \times 10^{-7}$ s、 $\tau_D = 4.5 \times 10^{-7}$ s で $|\tau_R - \tau_D| = 3.5 \times 10^{-7}$ s となった。したがって、本実験では静電形電力計の力率誤差は 18 kG 以下では $\pm 2 \%$ をこえないとみなすことができる。

(4.2) 常規鉄損比較法の検討

(a) 試料内磁束密度分布対応性の影響 試料端部における長さ方向の磁束密度分布は、50 cm 形および 25 cm 形両エプスタイン試験器においてはほとんど同じで、さぐりコイル誘起電圧 (mV) を尺度として磁束密度を表わせば第6図のようになる。したがって試料内磁束密度の決定が均一磁束密度部分 \overline{BC} でなされるときは、磁束密度分布対応性が(5)式の正確さにおよぼす影響は無視できる。しかし実際には試料中



第 6 図 試料内磁束密度分布

\overline{ABC} にわたっての平均磁束密度 \bar{B} で鉄損測定時の磁束密度所定値としているので、(5)式の正確さに検討を加えなければならない。いま、第 6 図を用いて 50 cm 形および 25 cm 形両試験器における試料内磁束密度分布 B_{50} および B_{25} を近似的に表わすと次式となる。

(以下記号の添字 50 および 25 はそれぞれの試験器における値を示すこととする)

$$\left. \begin{aligned} B_{25}(x) &= 0.26x + 19.75 \\ B_{50}(x) &= 0.26x + 19.55 \end{aligned} \right\} (x=0 \sim 5)$$

$$B_{25}(x) = 21.05, \quad B_{50}(x) = 20.85 \quad (x > 5)$$

ここに x : 試料端部からの距離 (cm),

$B(x)$: x における磁束密度 (mV)

いま鉄損が B^2 に比例するものとして両試験器の試料直線部における単位重量あたりの鉄損 W_{50}' および W_{25}' の差は W_{25}' に対して 0.1% 程度であることが算出された。これらの結果から、試料内磁束密度分布の対応性が (5) 式の正確さにおよぼす影響は小さいことがわかる。

(b) $W_{1j} = W_{2j}$ の成否 $W_{1j} = W_{2j}$ の成否は

(i) 二重重ね接続部の磁束密度分布の差異の有無。

(ii) 両試料の両端二重重ね接続部分の鉄損の差異の有無。

に分けて考えられる。

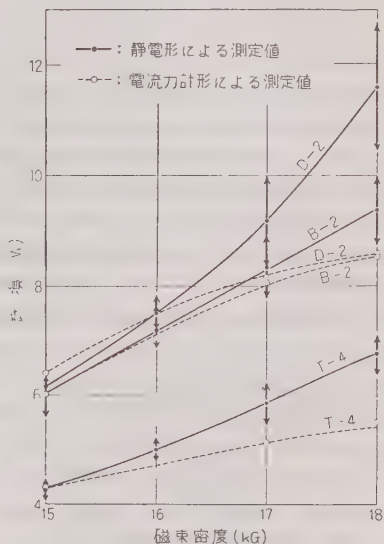
前者については、Dieterly 氏の研究結果⁽⁶⁾から問題ないことは明らかである。後者による W_{1j} と W_{2j} との差異についてもきわめて小さいことがわかる。たとえば定尺けい素鋼板において各部の鉄損分布は約 2% 前後のばらつきを有していたので、B 種けい素鋼板について試料長の割合から二重重ね接続部の $W_{10/50}$ を概算すると、約 0.25 W/kg で、その 2% を考えれば

ば W_{1j} と W_{2j} との差異は問題にならない。

5. 測定結果

(5.1) 静電形電力計法と電流計形電力計法との比較

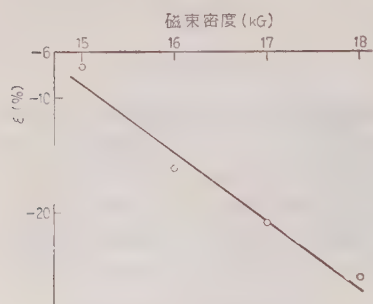
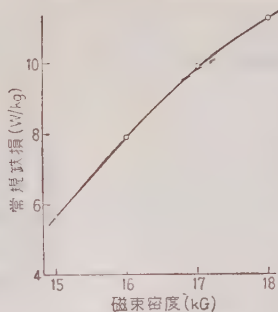
第 7 図に通常用いられる低力率電流計形電力計 (定格力率 0.2) および既述の静電形電力計を用いて熱間圧延 B 種、D 種および T 種けい素鋼板の 50 c/s, 15~18 kG における鉄損を測定した結果を示す。測定は 25 cm エプスタイン試験器を用い、前者



第 7 図 両形式の電力計による測定値の比較

は JIS に定められた方法、後者は第 2 図に示した方法によって行った。図中鉄損は JIS に規定された方法によって等価正弦波における値に換算して示した。後者の場合励磁回路にそう入した抵抗は象限電位計の感度の向上と、二次誘起電圧の波形ひずみを極力小さく抑えることを見合わせて 6 Ω とした。また分圧器入力端子間抵抗値は手持ちの信頼しうる高周波用抵抗器の最大値をとり 10 k Ω とした。この場合、出力側抵抗値を 100 Ω 前後に選んだとき、電力計の平衡を得た。

両電力計による鉄損測定値は 15 kG においてはほぼ一致するが、磁束密度の増大、したがって力率の低下および波形ひずみが著しくなるにつれて、電流計形による測定値は静電形による測定値より小さくなる。ちなみに、18 kG における力率は 0.1 以下となり、波形率は前者では 1.15 程度、後者では 1.19 程度であった。両電力計による測定値の差異は、後者にくらべて

第 8 図 $\varepsilon(\%)$ の値第 9 図 B 種けい素鋼板
の常規鉄損の測定例

前者の力率誤差が磁束密度の増大に伴って著しく大きくなることにおもな原因があろう。なお、この際波形ひずみによる鉄損分の補正は既述の方法によったが、ひずみ率が大きい場合はひずみ率を変化させて波形率 1.11 に対する鉄損を外そうして求めるのが適切であろう。この点については別に充分検討する必要があると思われる。

(5・2) 比較測定法による常規鉄損測定結果 前節の結果に基づき第 2 章に述べた方法によって、国産 B 種熱間圧延けい素鋼板について 50 c/s における常規鉄損を求め、高磁束密度用エプスタイン試験器の実効重量を算出すべく (15) 式の定義による $\varepsilon(\%)$ を求め、その結果を第 8 図に示した。この場合 50 cm, 25 cm 両試験器による測定において、対応する試験点での波形ひずみの程度はほぼ同一であった。

$$\varepsilon = (W_{25/m1} - W_0) / W_0 \times 100 (\%) \dots (15)$$

ここに、 $W_{25/m1}$: 25 cm エプスタイン試験器を用い、在来の算定法による実効重量で決定した常規鉄損

この結果在来の実効重量算定法は $B=15$ kG までは高磁束密度用エプスタイン試験器に適用できるが、それ以上の高磁束密度においては相当な補正を要することが認められた。補正後の実効重量を用いて算定した試料 B2 の常規鉄損を第 9 図に示す。

6. 結 言

大小 2 組のエプスタイン試験器を用いて静電形電力計による高磁束密度常規鉄損を測定する方法を述べた。

本測定法によれば、波形ひずみによる損失分の補正法に問題がなければ、周波数 50 c/s、磁束密度 18 kG

以下の常規鉄損を $\pm 4\%$ 精度で比較的容易に測定できることが明らかにされた。測定周波数は電源設備の関係で 50 c/s に、磁束密度は手持ちの一次回路抵抗器の関係で 18 kG 以下にとどめなければならなかった。静電形電力計の周波数特性および力率特性を考慮するとき、電源設備および一次回路抵抗器に所要のものが得られれば、測定周波数および磁束密度の増大はい

ずれも可能である。

本測定法は取り扱いに習熟しなければならない難点はあるが、比較的高い精度の測定に適している。

本測定法を実用的にするためには常規鉄損を決定するための高磁束密度鉄損測定用エプスタイン試験器の標準化、実効重量算定法の確立および取り扱い容易にできわめて低い力率の電力測定法の開発が望まれる。実効重量の算定法は本測定法によって適当個数の試料について高磁束密度常規鉄損を決定して、その結果を統計的に処理して確立される。したがって、前 2 者の問題解決については関心をよせられる多くの方々の協力を待たなければならない。きわめて低い力率の電力測定法については力率誤差の補償できる熱電形電力計などの採用が考えられるが、なお相当の検討を要する。今後はこのような方向に向って研究を進めたい。

終りに臨み試料をご提供いただいた東芝鶴見研究所、日立研究所のご好意、ご指導ごべんたつをいただいた当所内藤標準器部長、大森第二標準器課長、エプスタイン試験器の試作に協力していただいた当所工作部の方々ならびに本研究推進にご協力をいただいた方々に謝意を表わす次第である。(昭和 35 年 8 月 4 日受付)

文 献

- (1) I. L. Cooter & W. P. Harris: J. Res. Nat. Bur. Stand. **57**, 103 (1956)
- (2) 斎藤: 昭 26 連大 2・3
- (3) J. K. Choudhury & A. Glynn: Proc. Instn Elect. Engrs **98**, Pt. II, 539 (1951)
- (4) H. Krachter & J. Lindemann: Elektrotech. Z. (E.T.Z.)-A **73**, 362 (1952); J. Greig & H. Kayser: J. Instn Elect. Engrs, **95**, Pt. II, 15 (1948); 成田: 電試業 **22**, 23 (昭 33); F. Brailsford & C. G. Bradshaw: Proc. Instn Elect. Engrs **102**, Pt. A, 463 (1955)
- (5) 岩村・山崎: 静電型交流流比較器 (電試業に発表の予定)
- (6) D. C. Dieterly: Symposium on Magnetic Testing 39(1948)

UDC 621.314.57.062.2.012

直列インバータの抵抗負荷時の定常特性*

資料・論文

36-4

正員 河 合 正†

1. ま え が き

直列インバータの歴史は古い。Fitzgerald 氏⁽¹⁾がもっとも基本となる形〔第1図(a)以下基本形と呼ぶ〕を考案してから、約30年の月日が流れている。もちろんその間には、Sabbah 氏の改良回路⁽²⁾を初めとしてかなりの数の回路方式が考案されているが、応用の面では二三の例⁽³⁾⁽⁴⁾を除いては実用化の企てがほとんどなかったといってもよい状態にあった。

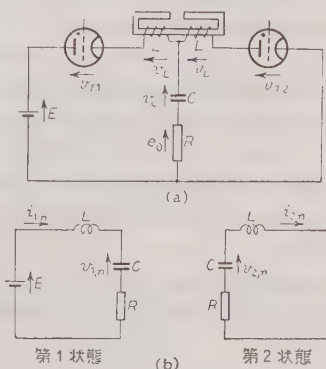
一方、解析の面では数々の成果が得られている。このインバータは、もっとも単純な回路構成の場合でさえも、断続回路特有の複雑な動作を示して、理論的取扱いは必ずしも容易でないが、Hauffe 氏⁽⁵⁾に始まり、執行氏⁽⁶⁾を経て、林、吉住両氏⁽⁷⁾に至る貴重な貢献の集積によって、抵抗負荷時の基本形の特性については、重要な解は大半求めつくされたといってもよい。しかし、このインバータの特性は、抵抗負荷の場合でさえも、数値的にはまだ充分に明らかになってはいない。たとえば、このインバータが、軽負荷時の転流に難点はあるが、出力電圧の波形および変動率、重負荷時の転流の安定度などのうえですぐれた素質を持っていることは、早くから認められているけれども、数値的によく裏づけられているとはいいいがたい。教科書の範囲に属してもよいようなこれらの基本的なことから、さらに進んで設計の資料となるような詳しい特性曲線を望むとき、数値的理解の不足はますます強く感じられる。

このような見地から、本文では、その手始めとして、第1図の回路について抵抗負荷時の定常特性曲線を詳しく示すこととする。この結果のごく一部分は数年前の報告⁽⁴⁾で簡単に引用したが、本文はこれを補正し数々の新しい成果を加えて、ほぼ完全な形にまとめ、その導出の方法もあわせて明らかにしたものである。この結果は、主として上記諸氏の解析や筆者の補足的な解析の結果に基づいた数値計算と、電子計算機による回路方程式の数値解法とによって求められたもので、実験結果はこの一部の検証のために使用されて

いる。これらの結果は、実用上便利な形に無次元化されており、素子定数の広い範囲にわたる特性を簡潔に示すことができる。

2. 回路およびその動作の無次元表示

(2・1) 回路および記号 第1図の基本形は、種々な変形回路——コンデンサを分割して配置し直した Sabbah 氏の形、直流電源を分割して配置を変えた形、一つの放電管の代わりにその機能を分担しあう複数の放電管を用いる高周波専用の形などの単相インバータ、また、これらの単相回路を複数個組み合わせた多相インバータや、また電源として交流を用い放電管に逆変換作用と順変換作用とを同時に兼ねさせるいわゆる直接変換形インバータなど——に対して文字どおり基本となるものである。これらの変形回路の特性は、



第1図 回路および記号

基本形のそれと非常に密接な数学的関連を持っていて、むしろ一部の差異を除いては完全に同一であるといってもよい。このことは別の報告⁽⁸⁾で各形式を系統的に分類した際に詳しく解説しておいたから、ここでは特に論じないこととする。

したがって、この報告では直列インバータの代表として第1図の回路だけを取り扱うこととする。負荷は純抵抗 R であって、負荷以外に電力消費——たとえば放電管のアーク損——はないものとする。また転流リアクトルの二つのコイルは図の極性に巻かれており、両者の電磁結合は完全で、おのおのの自己インダ

* Calculated Steady-State Characteristics of Series-Inverters with Resistive Load. By T. KAWAI, Member (Mitsubishi Electric Mfg. Co., Ltd., Engineering Laboratory).

† 三菱電機株式会社研究所電気第一研究室、電力機器研究担当

クタンズは L で表わされる。これらの仮定は、いままでの文献と全く同じである。

また、林、吉住氏の与えた正確な解を一部流用する関係上、記号はなるべく両氏のそれに近いものを採用する。回路素子の定数や電圧電流の瞬時値の記号を一般的に第1図(a)のように表わし、出力電圧(負荷電圧)および同電流の実効値を E_0 , I_0 , 直流電源および放電管の電流の平均値を I_d , I_t で示す。ただし、解析の際には、起動後の各サイクルごとに回路を二つの状態、すなわち T_1 , T_2 の単独通電中の回路状態〔第1図(b)〕にわけ、それぞれの放電管の点弧時刻を時間 t の原点にとって、回路電流を i_{1n} , i_{2n} , コンデンサ電圧を v_{1n} , v_{2n} として示す。これらの記号(一般的に表わして $y_{r,n}$)の脚字 r は上記の2状態をそれぞれ第1, 第2状態と呼ぶのに対応するものであり、また脚字 n は起動後の経過サイクルを示している。定常状態 すなわち $n \rightarrow \infty$ のときの量は便宜上

$$\lim_{n \rightarrow \infty} y_{r,n} \equiv y_r \quad \dots\dots\dots (1)$$

で示す。実際に上記の2状態以外に、両放電管がともに休止している状態もありうるが、これは抵抗負荷の場合全回路が完全に動作を停止している状態であるから、回路方程式を解く際には考えに入れなくてもよい。

両放電管が同時に通電している状態は、負荷が抵抗でリアクトルのコイルの電磁結合が完全であるいまの場合には存在しない。

また、放電管格子制御周波数すなわちインバータ出力周波数(以下単に出力周波数)を f_0 , その1周期を $2\tau_0$, 角周波数を ω_0 とする。

(2.2) 動作の無次元表示 このインバータの動作を実用上便利な形に無次元化するために、次の無次元回路パラメータ

$$\mu \equiv \omega_0 V / \sqrt{LC} \equiv 2\pi f_0 V / \sqrt{LC} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\lambda \equiv R / (2V / \sqrt{LC}) \quad \dots\dots\dots (3)$$

を定義し、さらに時間、電圧、電流の基準量として $2\tau_0$, E , $E / (2V / \sqrt{LC})$ を用いてすべての量を無次元化する。簡単化のため、

$$E / (2V / \sqrt{LC}) \equiv I \quad \dots\dots\dots (4)$$

を採用する。特に、時間とコンデンサ電圧については次の無次元記号を用いる。

$$z \equiv t / (2\tau_0) \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$x_{r,n} \equiv v_{r,n} / E \quad \dots\dots\dots (6)$$

このとき、リアクトル電圧の表示は

第1状態:

$$\frac{L}{E} \frac{d}{dt}(i_{1,n}) = -\frac{\mu^2}{4\pi^2} \frac{d^2}{dz^2}(x_{1,n}) \quad \dots\dots\dots (7)$$

第2状態:

$$\frac{L}{E} \frac{d}{dt}(i_{2,n}) = -\frac{\mu^2}{4\pi^2} \frac{d^2}{dz^2}(x_{2,n}) \quad \dots\dots\dots (8)$$

また、負荷電圧の表式は

第1状態:

$$\frac{Ri_{1,n}}{E} = \frac{\mu\lambda}{\pi} \frac{d}{dz}(x_{1,n}) \quad \dots\dots\dots (9)$$

第2状態:

$$\frac{Ri_{2,n}}{E} = -\frac{\mu\lambda}{\pi} \frac{d}{dz}(x_{2,n}) \quad \dots\dots\dots (10)$$

となる。したがって、回路方程式は第1状態 ($r=1$) では

$$\left(\frac{\mu^2}{4\pi^2} \frac{d^2}{dz^2} + \frac{\mu\lambda}{\pi} \frac{d}{dz} + 1 \right) x_{1,n} = 1 \quad \dots\dots\dots (11)$$

第2状態 ($r=2$) では

$$\left(\frac{\mu^2}{4\pi^2} \frac{d^2}{dz^2} + \frac{\mu\lambda}{\pi} \frac{d}{dz} + 1 \right) x_{2,n} = 0 \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。

なお、負荷電流の表式は $r=1, 2$ について、

$$\frac{i_{r,n}}{I} = \frac{1}{\lambda} \left(\frac{Ri_{r,n}}{E} \right) = (-1)^{r+1} \frac{\mu}{\pi} \frac{d}{dz}(x_{r,n}) \quad \dots\dots\dots (13)$$

で表わされる。

後に述べるように、放電管の通流時間 τ_c は、回路定数が不変であるかぎり n に無関係に一定であるが、これを無次元化して

$$z_c \equiv \tau_c / (2\tau_0) \quad \dots\dots\dots (14)$$

とする。いままでの文献でよく知られているように、 z_c が $1/2$ をこえようとしても、つまり放電管が半サイクル以上流れ続けようとしても、他方の放電管(以後、他管と呼ぶ)が点弧した瞬間に前者は強制的に消弧させられ z_c は $1/2$ に保たれる。この瞬間にリアクトルの磁束は飛躍的に変化するわけにはゆかないから、後者の電流は前者の消弧直前の電流値と同じ大きさの初期値で突然流れ出さなければならない。したがって、リアクトルないし放電管の電流の初期条件は

$$\left. \begin{aligned} \left[\frac{d}{dz}(x_{1,n}) \right]_{z=z_c} &= \left[-\frac{d}{dz}(x_{2,n}) \right]_{z=0} \\ \left[-\frac{d}{dz}(x_{2,n}) \right]_{z=z_c} &= \left[\frac{d}{dz}(x_{1,n+1}) \right]_{z=0} \end{aligned} \right\} \dots\dots (15)$$

となる。この式は自然消弧の行われるときでもなりたち、そのとき両式の各項は零となる。また回路動作に休止期間があっても、コンデンサ電圧はその期間中に一定に保たれるから、コンデンサ電圧の初期条件は z_0 のいかにかわからず

$$\left. \begin{aligned} [x_{1,n}]_{z=z_c} &= [x_{2,n}]_{z=0} \\ [x_{2,n}]_{z=z_c} &= [x_{1,n+1}]_{z=0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (16)$$

となる。

z_0 は後で述べるように、 μ と λ とだけから定められる関数であるから、上記の諸関係式は回路の無次元化された特性がこの二つのパラメータだけで論じられることの数学的根拠を示している。このパラメータは後の第2図の範囲の値に選ばれるので、上記の基本方程式の数値的取扱いはきわめて簡単である。実際にこれらの方程式は電子計算機による計算の際に使用された。

(2.3) 動作様式の分類 回路が振動的であるための条件は、(11)、(12) 式により

$$\lambda < 1 \dots\dots\dots (17)$$

である。このとき、放電管電流は当然振動的で、これが最初の零値を横ぎるときに放電管は自然に消弧する。

自然消弧の場合、放電管電流は初期値が零であるから (11)、(12) 式より次の簡単な形

$$\frac{i_{r,n}}{I} = B_{r,n} e^{-\frac{2\lambda\pi}{\mu} z} \sin\left[\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu} z\right] \dots\dots\dots (18)$$

$B_{r,n}$: $x_{r,n}$ の初期値に関する積分定数

として表わされ、したがってこのときの z_0 は n に無関係に

$$z_0 = \mu / (2\sqrt{1-\lambda^2}) \dots\dots\dots (19)$$

となる。ただし、自然消弧が行われるためには z_0 は $1/2$ をこえてはならない。

これらのことから動作様式は次の形に分類できる。

(a) 自然転流域 一方の放電管が他管の点弧に先だって自然消弧する領域。(以下略して自然域と呼ぶ) この領域に属するための条件は

$$\lambda < 1, \mu < \sqrt{1-\lambda^2} \dots\dots\dots (20)$$

であり、 z_0 は (19) 式で与えられる。

(b) 臨界域 放電管の自然消弧位相が他管の点弧位相と一致する領域。この条件は当然

$$\lambda < 1, \mu = \sqrt{1-\lambda^2} \dots\dots\dots (21)$$

で、(19) 式により z_0 はちょうど $1/2$ となる。

(c) 強制転流域 放電管の電流が他管の点弧によって強制的に断ち切られる領域。(以下略して強制

域と呼ぶ) これは次の条件

$$\lambda < 1, \mu > \sqrt{1-\lambda^2} \dots\dots\dots (22)$$

を満たせばこの領域に属することになるのは当然であるが、後に明らかにされるように

$$\lambda \geq 1 \dots\dots\dots (23)$$

の領域でもある範囲内では放電管の転流が可能であって、ここでは放電管電流は非振動的で他管の点弧によって強制的に断ち切られるまで流れ続けるから、この場合の動作も強制域に属する。

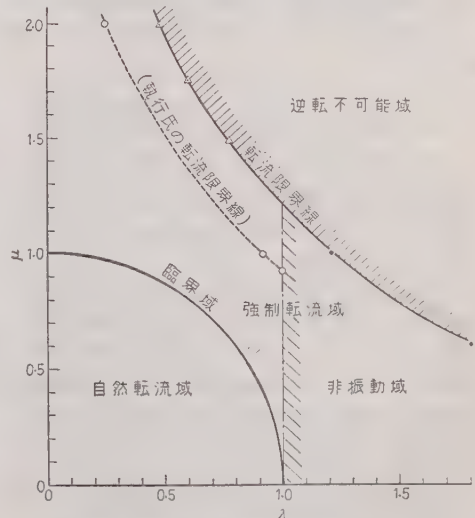
従来文献では、回路の固有振動数

$$f \equiv \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR^2}{4L}} \dots\dots\dots (24)$$

を用いて、回路動作を $f > f_0$, $f = f_0$, $f < f_0$ の3者に分けているが、これは (20)~(22) 式に相当する。

(23) 式は非振動域については執行氏が少し言及しているが、本文ではこの領域についても後に詳しく論ずることとする。

μ , λ による分類法は第2図の (μ , λ) 平面を考えればわかりやすい。原点を中心とした半径1の円が臨界域、円内が自然域、円外が強制域で、図の右側に斜めに引かれた実線が後述の転流限界線、これより右は運転が絶対に不可能な領域である。実際の運転で問題となる状態変化は、回路条件のうち f_0 または R のどちらか一方だけが変化する場合であるが、これはこの平面上でいえば、 λ または μ が一定であるような直線上での移動に相当する。



第2図 動作様式の分類のための (μ , λ) 平面

3. 計算方法および実験回路

この節で得られる計算は、負荷電圧と電流の計算で求められたものである。

(1) 解析結果に基づく計算 電力域と自然域の計算は主としてこの方法によった。この計算に使用された基本的な解は次のとおりである。

(a) 二つの量の相互関係 この回路では負荷以外に損失はないから

$$E_0 = E_1 + E_2 \quad (31)$$

ここで E_0 は入力電圧、 E_1 はコンデンサの電圧、 E_2 は負荷電圧である。

$$E_0 = \left[\frac{1}{2} (x_1 + x_2) \right] \cdot 2E \quad (32)$$

ここで x_1, x_2 は電圧の無次元値である。

一方、電流の相互関係は、したがってこれを無次元化すると

$$\frac{1}{2} = \frac{x_1}{2} + \frac{x_2}{2} \quad (33)$$

$$x_1 = 1 - x_2 \quad (34)$$

$$x_2 = 1 - x_1 \quad (35)$$

ここで、 E_0, E_1, E_2 はコンデンサ電圧、負荷電圧、入力電圧である。また、 x_1, x_2 は電圧の無次元値である。したがって、 x_1, x_2 は電圧の無次元値である。

$$x_1 = 1 - x_2 \quad (36)$$

したがって、 x_1, x_2 は電圧の無次元値である。したがって、 x_1, x_2 は電圧の無次元値である。したがって、 x_1, x_2 は電圧の無次元値である。

(b) 自然域の計算 自然域の計算は、 x_1, x_2 の計算である。

(c) コンデンサ電圧の計算 コンデンサ電圧の計算は、 x_1, x_2 の計算である。

$$x_1 = 1 - x_2 \quad (37)$$

$$x_2 = 1 - x_1 \quad (38)$$

出力電圧は、休止期間 ($x_2 \leq x \leq 1/2$) では零で、 $x > 1/2$ では x_2 に等しい。

$$\frac{dE_2}{dt} = \frac{2E}{\sqrt{1-\lambda^2}} \cos \left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\omega} x + \phi \right) \quad (39)$$

ここで、 E_2 は出力電圧、 ω は角周波数、 λ は変調率、 ϕ は位相である。

$$\frac{dE_2}{dt} = \frac{2E}{\sqrt{1-\lambda^2}} \cos \left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\omega} x + \phi \right) \quad (40)$$

ここで、 ω は角周波数。

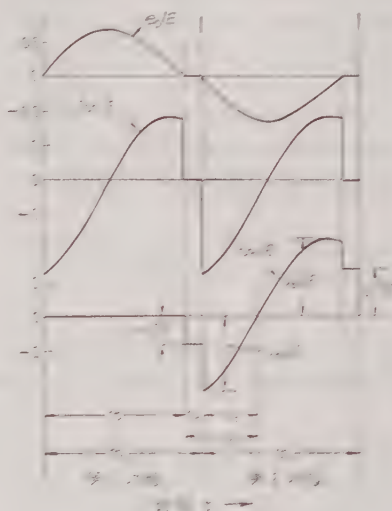
で表わされる。コンデンサ電圧は、(31), (34) 式を使って簡単に求めることができる。

また、休止期間を t_d 、またその無次元値 x_d とすれば

$$x_d = \frac{t_d}{2t_0} = 1 - x_c = 1 - \frac{\mu}{2\sqrt{1-\lambda^2}} \quad (41)$$

放電管の逆電圧期間 t_d またはその無次元値 x_d は第3図に示すように

$$x_d = t_d / 2t_0 = x_p + x_1' \quad (42)$$



$\mu = 0.732, \lambda = 0.344$ の定常状態

第3図 自然脱調域における現象の一例

である。ここで x_d' は、電圧の正弦波から削った逆電圧期間であって、この期間中の放電管電圧が $E - 2\omega x$ に等しいから、次の式

$$\left[1 - \left(2I \frac{di}{dt} \right) / E \right]_{x=x_d'} = 0 \quad (43)$$

で与えられる。 t_d は電気角で示せば $360^\circ x_d$ (deg) となるが、これは通常余裕角と呼ばれインボータにとっては非常に重要な量である。

(d) 放電管の逆電圧の計算 放電管の逆電圧の計算は、 x_d の計算である。

$$x_d = 1 - \frac{2\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} \cos \left(\frac{\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{2} \right) \quad (44)$$

ここで、 λ は変調率、 π は円周率である。

$$\frac{dE_2}{dt} = \frac{2E}{\sqrt{1-\lambda^2}} \cos \left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\omega} x + \phi \right) \quad (45)$$

$$+\frac{\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}}\sin\left(\frac{\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu}\right)-\varepsilon\left\{-\frac{\lambda\pi}{\mu}\right\} \quad (39)$$

$$v_2^0/E=1-(v_1^0/E) \quad (40)$$

$$\frac{R_{Lr}}{E}=\frac{2\lambda}{A\sqrt{1-\lambda^2}}\varepsilon\left\{\sin\left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu}z\right)-\varepsilon\left\{-\frac{\lambda\pi}{\mu}\sin\left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu}(z-1/2)\right)\right\}\right\} \dots (41)$$

$$\frac{2L\frac{di_r}{dt}}{E}=\frac{2\varepsilon}{A\sqrt{1-\lambda^2}}\left\{\cos\left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu}z+\phi\right)-\varepsilon\left\{-\frac{\lambda\pi}{\mu}\cos\left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu}z-\frac{\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu}+\phi\right)\right\}\right\} \quad (42)$$

で示される。また、 z_0 は次式から与えられる。

$$\left[1-\left(2L\frac{di_r}{dt}\right)/E\right]_{z=z_0}=0 \quad (43)$$

(3-2) 電子計算機による回路方程式の数値解法

強制域では、 $\lambda < 1$ のときと $\lambda \geq 1$ のときで現象表式が異なり、その上どちらも数値計算が非常にめんどろである。そこで強制域については、回路方程式 (11)、

(13) 式、初期条件 (15)、(16) 式について計数形計算機 (Bendix G-15 D 形) により直接数値解法を行った。この方法では、非振動および振動領域を同一方法で計算でき、また過渡期間から定常状態に至るまでの現象波形、余裕角、各電圧のピーク値や初期値、さらに (27)~(29) 式を用いて E_0 、 I_0 、 I_d などの量を一挙に知ることができる。計算は、起動後の各半サイクルの z を 16 区間に等分し、それぞれの区間について連立一次方程式に変換した無次元回路方程式を Runge-Kutta 法で解くことにより行われた。まず、 $(x_{1,1})_{z=0}=0$ 、 $(dx_{1,1}/dz)_{z=0}=0$ の起動初期条件から出発して順次半サイクルずつ計算し、 $(x_{r,n})_{z=0}$ が $(x_{r,n-1})_{z=0}$ と 1% 以内の差で一致するような第 n サイクル第 r 回路状態で計算を中止、これを定常状態とみなして計算中記録されていた負荷、リアクトル、コンデンサの無次元化電圧値 (小数点以下第 4 位まで求められている) から上記の諸量を求めた。

この計算を限界域について解析結果に基づいた計算と比較したところ 1% の差もなかった。計算誤差をすべての場合について正確に評価することは困難であるが、曲線図を作成するうえでは無視できる程度のものであることに確信である。

(3-3) 実験 実験装置は、三相全波結線の整流器を電源とする三相インバータであって、放電管とし

てサイラトロン MQ-676 を用いた。ただし、インバータ回路としては Sabbah 氏の回路形を採用したが、この形の特性は簡単に基本形のそれに引き直して考えることができる。⁽⁸⁾ インバータの格子制御電源は周波数 $6f_0$ の発振器の出力を計数回路で周波数 f_0 の六相パルスに変換して各格子に与える方式のものである。なお、インバータと整流器を結ぶ直流母線には、フィルタを入れて母線電圧の脈動を除去した。

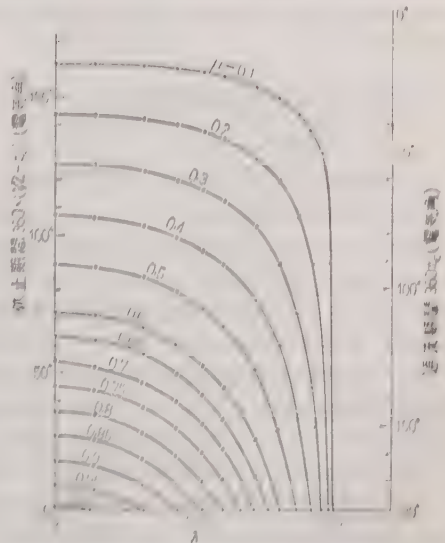
実験条件としては、回路を基本形インバータとして考えたとき、 E 、 L 、 C がそれぞれ 200 V、81 mH、56.7 μ F ($\mu=0.875$ のとき)；200 V、92.5 mH、64.6 μ F ($\mu=0.875$ 以外のとき)、また f_0 は 65~52 c/s の範囲で μ が 1、0.95、0.9、0.875、0.8 となるように選ばれた。基準インピーダンス ($2\sqrt{L/C}$) はだいたい 75 Ω で、負荷抵抗は $\lambda=0.4\sim 0.7$ の範囲で変えられた。

実験結果は回路損の影響を補正して整理した。

4. 計算および実験の結果

運転特性曲線は負荷アドミタンスの関数として描くのが常識的であるが、ここではこれを無次元負荷インピーダンス λ の関数として示す。これは第 2 図との対応に便があり、そのうえ負荷短絡状態から軽負荷における転流限界に至るまでの全領域の特性を書きこめるためである。以下、定常状態の諸量を、放電管、コンデンサ、リアクトル、負荷、電源の順に示す。

(4-1) 通流および休止期間 第 4 図に電角 θ を示す。たとえば $\mu=0.8$ のとき、 $\lambda=0.6$ の領域に強制域



第 4 図 通流および休止期間



第5図 余裕角

に属し放電管の流通期間は 180° となる。

(4.2) 放電管逆電圧期間 電角で表わした量すなわち余裕角として第5図に示す。臨界域では回路休止期間がないから、その z_d は自然域の (37) 式で z_d' の代わりに z_d とおくことにより求められる。この際、この式中のリアクトル電圧の表式として自然域の (34) 式をそのまま用いる。臨界域の μ は $\sqrt{1-\lambda^2}$ に等しいから、 λ の値が等しい臨界域と自然域との間には次の関係がなりたつ。

$$\text{自然域の } z_d' = \frac{\mu_{\text{nat}}}{\sqrt{1-\lambda^2}} \quad (\text{臨界域の } z_d) \quad \dots (44)$$

μ_{nat} : 自然域の μ の値

第5図の臨界域 (●印) と自然域とは上記の関係をを用いて算出されたものである。

強制域の z_d は主として計算機による計算波形から求めたもので、図には $\mu=0.6, 1, 1.5, 2$ についてこれを示してある。これ以外の場合、曲線は臨界域の所で中絶し、強制域の部分は示されていない。 $\mu=0.6$ のとき、 λ が増加して強制域 ($\lambda>0.8$) にはいると曲線の降下は急にゆるやかになり、 $\lambda=1.8$ の辺で余裕角はようやく零となる。同様な傾向は図の右肩の付図にかきこまれた $\mu=0.8$ の実測値にも見られる。ただし、 $\mu=0.8\sim 1$ のときの実測値は、強制域にはいると曲線が臨界域の諸点を結ぶ点線に沿って下降することを示しており、 $\mu=1$ のときの計算曲線はそのような

下降の傾向が $\lambda=0.8$ の辺でやんでその後は点線から次第に離れ、 $\lambda>1$ の領域にはいつてから横軸と交わることを示している。

$\mu \geq 1$ のとき、(43)、(42) 式から $\lim_{\lambda \rightarrow 0} z_d = 1/4$ 、すなわち $\lambda=0$ で余裕角は 90° である。 $\mu=1.5, 2$ のときの計算値が示すように、 μ が大きいほど余裕角曲線の傾斜は急で余裕角が零となる λ の値は小さい。余裕角が零となる点が転流限界であって、(43) 式で $z_d=0$ において得られる式

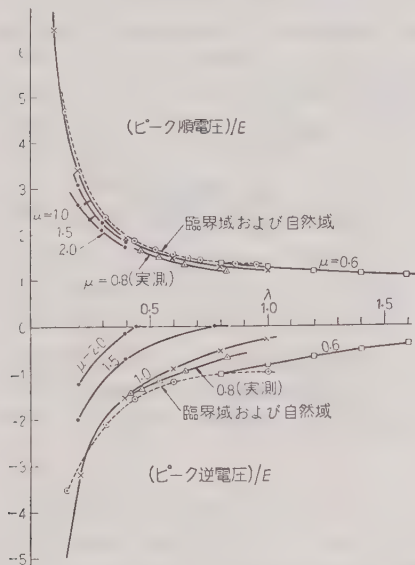
$$\begin{aligned} & \cos\left(\frac{\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu}\right) + \frac{2\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} \sin\left(\frac{\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu}\right) \\ &= \frac{1}{2} \left(\varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{\mu}} + \varepsilon^{-\frac{\lambda\pi}{\mu}} \right) \quad \dots (45) \end{aligned}$$

は $\lambda < 1$ のときの転流限界を決定する。第5図の $\mu=1.5, 2$ のときの転流限界の λ は、この式から正確に算出されたものであるが、またこれを (μ, λ) 平面に記入すると第2図の右上の実線のようにになる。ただし、この限界線のうち、 $\lambda>1$ の部分は第5図の余裕角曲線の外そう値から求めたものであって、 μ が小さい所では λ が1よりも相当大きい場合にも運転が可能であることを示している。しかし、この限界線は定常状態における余裕角が零となる条件から求めたものであって、一般に強制域では定常状態にはいるまでに余裕角が過渡的に不足して非常に危険な運転状態となる場合が多いから、過渡状態まで考慮に入れた転流限界線

はもっと左寄りになるであろうことに注意しなければならない。このような過渡状態の問題は後の報告にゆずることとし、ここでは説明を省く。

なお、執行氏は、転流の瞬間における初突流と呼ぶ仮想電流から転流限界を計算したが、これを (μ, λ) 平面にあてはめると第2図右上の点線のようになり、筆者の与えた限界線より左寄りに出過ぎている。

(4.3) 放電管ピーク順電圧, ピーク逆電圧 放電管の電圧 v_T は、他管の通電中、 $E-2v_L$ に等しい。自然域の場合、回路休止期間中の v_T [この電圧値は $(v_T)_{z=z_c}$ から簡単に求められる] は第3図の波形例にも示されているように絶対値が小さく、ピーク順電圧, 同逆電圧 (V_{pf} , V_{pi} で示す) は他管の通電期間



第6図 放電管ピーク順電圧, 逆電圧

中に必ず生じる。また、臨界域と強制域では回路休止期間はないから、結局これら3領域を通じてピーク順電圧, 同逆電圧は $E-2v_L$ の正および負のピーク値として与えられる。(34), (42) 式からわかるように、ピーク逆電圧の位相は常に他管の点弧位相と一致する。またピーク順電圧の位相は、臨界域および自然域の場合、ピーク逆電圧の位相より無次元化時間

$$\{\mu(\pi-2\phi)\}/(2\pi\sqrt{1-\lambda^2})$$

だけ遅れている。したがって、臨界域と自然域では、これらのピーク値は (31) 式を用いて λ だけの関数

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_{pf}}{E} &= 1 + 2 \left(\frac{v_2^{-0}}{E} \right) \varepsilon^{\frac{\lambda(\pi-2\phi)}{\sqrt{1-\lambda^2}}} \\ V_{pi}/E &= 1 - 2 (v_2^{-0}/E) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (46)$$

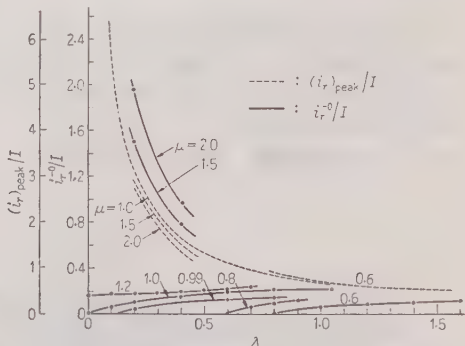
で与えられる。第6図の◎印はこの式から計算された値を示している。

強制域の値は計算機による回路方程式の数値解法から求めたもので、たとえば $\mu=0.6$ のときのピーク電圧の曲線は $\lambda \leq 0.8$ の自然域および臨界域では◎印を結ぶ点線と一致するが、 $\lambda > 0.8$ の強制域では λ の増加につれ点線から次第に離れる。また $\mu=1, 1.5, 2$ では、 μ が大きいほど点線から遠ざかり、ことに逆電圧は著しく小さく転流限界では完全に零となる。

転流限界の条件式 [(43) 式で $za=0$ としたもの] は、余裕角が零となる条件であると同時に飛躍逆電圧——強制域ではこれがまたピーク逆電圧でもある——が零となる条件なのである。

なお、混乱をさけるため実測値は $\mu=0.8$ の場合だけを記入した。本来ならば、これは $\lambda \leq 0.6$ の自然域では点線と一致しなければならないが、リアクトルの巻線の分布容量や鉄心の損失などのため多少の差が生じている。

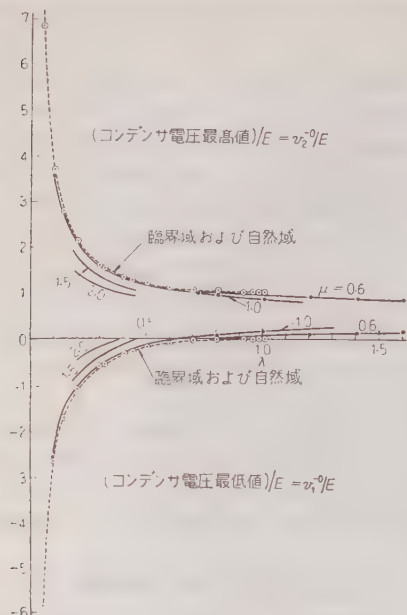
(4.4) 放電管電流ピーク値, 同初期値 第7図に示す。初期値 i_r^{-0} は強制域では零でなくなり、 μ や λ が大きいほど大きくなる。また、これとピーク値 $(i_r)_{peak}$ との比も同様に大きくなり、放電管電流は方



第7図 放電管電流ピーク値, 初期値

形波に近くなる。この報告で取り扱っているような定常状態では、放電管の消弧直前の電流値は i_r^{-0} に等しいから、 μ や λ の大きい領域では放電管の消イオン時間は相当長くなるおそれがあることに注意する必要がある。

(4.5) コンデンサ電圧最高および最低値 これはそれぞれ v_2^{-0} , v_1^{-0} に等しい。第8図にこれを示す。この傾向は第6図とだいたい同じであるから説明を省く。自然域, 臨界域の値は μ に無関係に◎印を結ぶ点線上にある。なお、 $\lambda < 1$ のとき (30) 式がなりたつことは解析結果により証明されているが、 $\lambda \geq 1$ の非振動域でも図に示された範囲では同式は依然なりたつ



第 8 図 コンデンサ電圧最高および最低値

ている。

(4.6) リアクトル電圧の正および負のピーク値

第 6 図の放電管電圧のピーク値は $1 - (2v_L/E)$ のピーク値であるから、リアクトル電圧 $2v_L$ のピーク値は同図から簡単に求められる。

(4.7) 出力電圧実効値 臨界域と自然域では、

(29) 式に順次 (27), (31), (32) 式を代入することによって簡単に E_0/E が求められる。これらの式からわかるように、 λ の値が等しい両領域の間には

$$\left(\text{自然域の} \frac{E_0}{E} \right) = \frac{(\mu_{nat})^{1/2}}{(1-\lambda^2)^{1/4}} \left[\text{臨界域の} \frac{E_0}{E} \right] \quad (47)$$

がなりたつ。第 9 図の臨界域(●印)、自然域の値はこのような関係式から求められたものである。このうち、 $\mu=1, \lambda=0$ のときの E_0/E は $\sqrt{2}/\pi$ である。強制域の値のうち、 $\mu=0.8, 1.2$ の場合は解析結果の数値計算、それ以外の場合は回路方程式の数値解法から求められたものであるが、 μ が大きくなるほど負荷による電圧変動は小さくなり、 μ が 1.2 程度となるとこの電圧変動はほとんど無視できる。

$\lambda \rightarrow 0$ の極限における E_0 は自然域(この場合 $\mu < 1$ の領域)では、(47) 式により

$$\lim_{\lambda \rightarrow 0} (E_0/E) = \sqrt{2\mu}/\pi \quad (48)$$

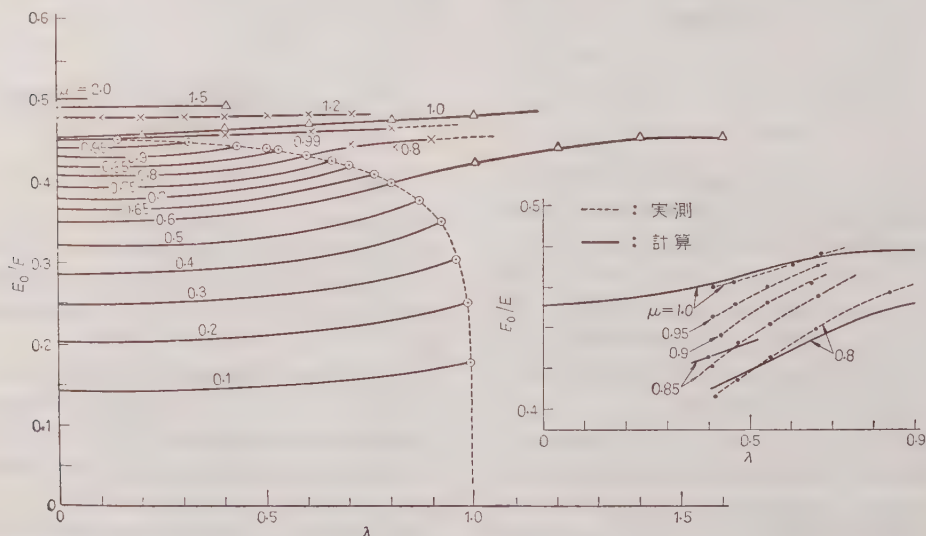
となり、また強制域では (29), (27), (39), (40) 式より

$$\lim_{\lambda \rightarrow 0} \left(\frac{E_0}{E} \right) = \sqrt{\frac{\mu^2 \{1 - \cos(\pi/\mu)\}}{\pi \{\pi + \mu \sin(\pi/\mu)\}}} \quad (49)$$

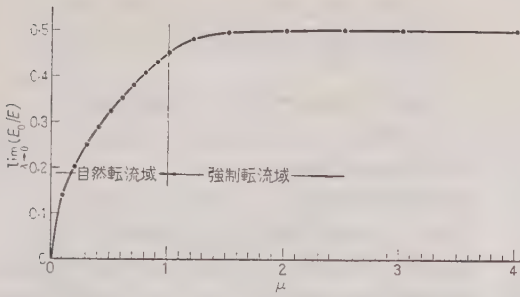
となる。第 10 図はこれらの計算値を示す曲線であるが、 μ が大きくなるにつれ 0.5 に近づき、 $\mu > 2$ で 1% 以内の差があるにすぎない。

なお、実測値は第 9 図の右上の付図にまとめて示してあるが、計算値との差はだいたい 3% 以内である。

実際の出力電圧特性曲線は、横軸を負荷アドミタ



第 9 図 出力電圧実効値



第 10 図 負荷短絡時の出力電圧実効値

ンス ($1/\lambda$) に選んだほうが常識的であるが、第 9 図をこのように書き直してみると、たとえば $\mu=1$, 0.8, 0.6 のとき、 E_0/E は $1/\lambda$ がだいたい 3 より大きいところでは $1/\lambda$ に無関係に一定ですぐれた定電圧特性を示しており、それ以下の軽負荷領域では負荷が減るにつれて上昇を始め、転流限界では $\lambda=0$ のときの値のそれぞれ 1.05, 1.17, 1.24 倍となる。

(4.8) 出力電圧の高調波 ここでは臨界域だけについて高調波の含有率を示そう。この領域については筆者の案出した簡単なインバータ等価回路を用いて、たやすく調波分析を行うことができる。結果だけを記すと m 次調波 (m は奇数) の実効値 E_{0m} は

$$\frac{E_{0m}}{E} = \frac{1/\sqrt{2}}{m\pi\sqrt{1+\left[\frac{m\mu}{2\lambda}\left(1-\frac{1}{m^2\mu^2}\right)\right]^2}} \quad (50)$$

で与えられ、ひずみ率 K は

$$K = \sqrt{E_0^2 - E_{01}^2}/E_{04} \quad (51)$$

から求められる。第 11 図はこの計算値を示すもので、 λ が 1 に近づくと K は急増して 100% をこすこと、高調波のうちでは E_{03} が圧倒的に大きいこと、それにもかかわらず、 $\lambda < 0.8$ では E_0 と E_{01} の間にはほぼ 2% 程度の差しかないことなどがわかる。

(4.9) 直流電源電流平均値 (29) 式を使って、 E_0/E から求められる。第 12 図はこれらの計算値を示すものである。

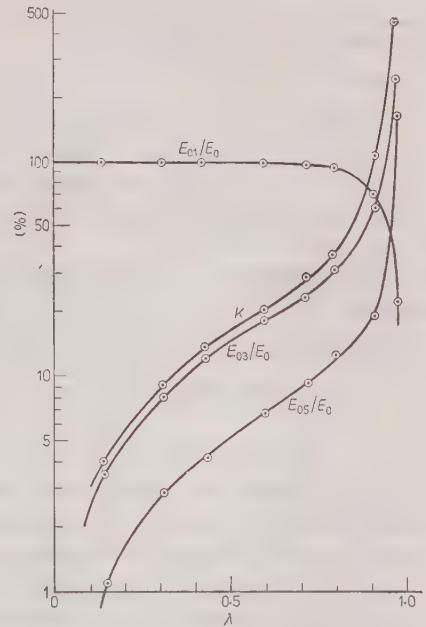
同じ λ の値を有する自然域と臨界域の間には

$$\left(\text{自然域の } \frac{I_d}{I}\right) = \frac{\mu_{\text{nat}}}{\sqrt{1-\lambda^2}} \left(\text{臨界域の } \frac{I_d}{I}\right) \quad (52)$$

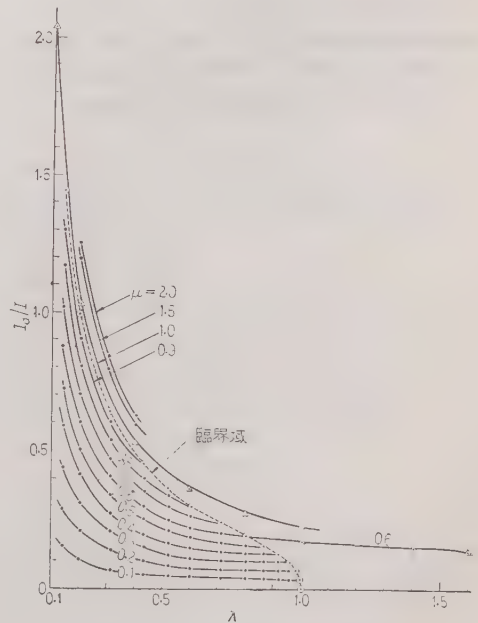
がなりたつ。また μ や $1/\lambda$ が大きいとき E_0/E は負荷に無関係にほぼ一定であるから、(29) 式は

$$I_d/I \approx \left(\lim_{\lambda \rightarrow 0} (E_0/E)\right)^2/\lambda \quad (53)$$

となる。この近似式は μ が低い所でも、 λ がある程度



第 11 図 臨界域における出力電圧の各調波



第 12 図 直流電源電流平均値

小さければなりたち、たとえば $\mu=0.6$ でも $\lambda=1/3$ の所で I_d/I は右辺の値から約 5% 高い値となるに

すぎない。ことに μ がたとえば 2 より高い値となると、 λ に無関係に次の近似式がなりたつ。

$$I_d/I \approx 0.25/\lambda \quad \dots\dots\dots (54)$$

なお、直流電流については、その脈動がはなはだ大きいことをこのインバータの欠点として指摘しなければならないが、このような波形に関する問題は波形図を多く掲げた筆者の解説にゆずることとしてここでは特にふれない。

(4・10) 出力電流実効値 これは (28), (29) 式より導いた式

$$I_o/I = E_o/(\lambda E) \quad \dots\dots\dots (55)$$

から求められるから特に説明の要はあるまい。

5. む す び

以上の詳しい計算によって、直列インバータの基本特性は抵抗負荷時の定常状態に関するかぎりだいたいその全容が明らかになった。これらの計算は厳密な解析法に基づいており、理想条件下の特性を正確に示している。素子定数のある範囲で行われた実験結果も計算値とおおむね一致し、その正当性を裏づけている。

この報告で用いた無次元化の方法は素子定数の広い範囲にわたる特性を合理的かつ簡明に表現するとともに、実際の設計資料として利用しやすい結果をうみ出した。また本文では、従来の文献で全然ふれられな

った余裕角を取りあげるることにより、運転の安定度やその可能限界について明白な観念を与えることができた。

本文は、従来の文献で与えられた解析結果に負うところも多いが、これとは別個に電子計算機による回路方程式の数値解法を併用しており、この方法がこの種の断続回路の計算について参考となれば幸である。

また、この報告で特に立ち入った解説を加えずに列した数々の特性曲線は、このインバータが二三の根本的な欠点を持つ反面、すてがたい多くの特質を備えていることを如実に物語っている。これらの特質は、今後どのような改良を回路に加えるにしても、あくまでも温存されなければならない。その意味で、ここに示された諸結果はインバータの今後の発展にとっても重要な意義を持っているのである。

最後に、電子計算機による計算、サイラトン回路による実験についてそれぞれ一方ならぬ尽力を賜わった当研究所吉江技師、杉平技師に対し厚くお礼申し上げる。(昭和 35 年 8 月 22 日受付)

文 献

- (1) Fitzgerald: U S. Pt. No. 1752247
- (2) Sabbah: Gen. Elect. Rev. **34**, 228 (1931)
- (3) Bowls & Nims: Trans Amer. Inst. Elect. Engrs **66**, 31 (1947)
- (4) 己斐・河合: 三菱電機 **31**, 27 (昭 32)
- (5) Hauffe: Arch. Elektrotech. **29**, 395 (1935)
- (6) 執行: 芝浦技報 **20**, 165, 223, 373, 425 (昭 16)
- (7) 林・吉住: 電気評論 **34**, 4 (昭 21); **39**, 272, 302 (昭 26)
- (8) 河合: 三菱電機 **36**, 104 (昭 35)

UDC 5185. : 512.83 : 511.118

2 進 コード の 変 換*

資料・論文

36-5

正員 福永圭之介†

1. は し が き

近來デジタル技術の発達に伴ない、2進コードの利用は計算機、制御、通信の各分野にわたり、その種類もそれぞれの用途に応じて Disc 形の A-D 変換器に Unit-distance code、通信に自動誤字訂正コードといたぐあいに多岐にわたっている。それにもかかわらず所望した性質を具備した2進コードの系統的な構成法はまだ充分知られておらず、Cut and Try で行われるなど、この方面の研究の体系化にはいまだしの感が深い。

本文では2進コードの一般的性質を議論する手法として、これを行列化することを試み、二つの2進コード間の変換行列の求め方、ある種の変換によっては変わらないコードの性質などを求めた。

2. 2 進コードの行列による表現

すでによく知られているようにブール関数は“And”“Or”、“Not”、“Exclusive Or”あるいはその他の演算子の組み合わせで表わされるが、本文では“And”と“Exclusive Or”の二つを用いる。(記号としてはそれぞれ“ \cdot ”および“ \oplus ”を用いる。この真理値表および Or, Not の表現法は付録 1 を参照)これらの演算子を用いた理由は And および Exclusive Or がそれぞれ普通の演算の掛算、加算によく類似していて、理論的取扱いが容易なことである。すなわちこれら演算子の間には次のような演算上の基本法則が保持されている。

$$(1) \text{ 交換則 } \alpha \cdot \beta = \beta \cdot \alpha, \alpha \oplus \beta = \beta \oplus \alpha$$

$$(2) \text{ 配分則 } \alpha \cdot (\beta \oplus \gamma) = \alpha \cdot \beta \oplus \alpha \cdot \gamma$$

$$(3) \text{ 組合せ則 } \alpha \cdot (\beta \cdot \gamma) = (\alpha \cdot \beta) \cdot \gamma$$

$$\alpha \oplus (\beta \oplus \gamma) = (\alpha \oplus \beta) \oplus \gamma$$

$$(4) \text{ もし } \alpha \oplus \beta = \alpha \oplus \gamma \text{ ならば } \beta = \gamma \dots (1)$$

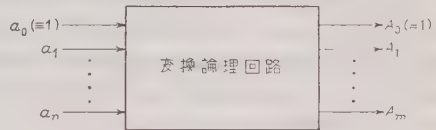
かくして一般に n 個の変数により構成されているブール関数は次のように表わされる。

$$A = f(a_1, a_2, \dots, a_n)$$

$$= t_0 \cdot 1 \oplus \sum_{i=1}^n t_i \cdot a_i \oplus \sum_{k=2}^n t_k \cdot a_1 \cdot a_m \oplus \dots$$

$$\dots \oplus (t_u \cdot a_1 \dots a_n) \dots \dots \dots (2)$$

ここで t_0, t_1, \dots, t_u は 0 または 1 で、 a_1, a_2, \dots, a_n のすべての組み合わせ 2^n とおりに対して A を指定することにより一意的に定まり、ブール関数を形成する。最初の項 $t_0 \cdot 1$ は必要ときに全体の否定を取るために入用である。



第 1 図 変換論理回路

コードの変換論理回路においては、第 1 図に示したように出力もまた多くのビット A_1, A_2, \dots, A_m を持っているから、それぞれの出力は (2) 式と同様に次のように書き表わすことができる。

$$A_j = f_j(a_1, a_2, \dots, a_n)$$

$$= t_{0j} \cdot a_0 \oplus \sum_{i=1}^n t_{ij} \cdot a_i \oplus \sum_{k=2}^n t_{kj} \cdot a_1 \cdot a_m \oplus \dots$$

$$\dots \oplus (t_{uj} \cdot a_1 \cdot a_2 \dots a_n) \dots \dots \dots (3)$$

$$(j=0, 1, 2, \dots, m)$$

本文では $m=n$ の場合についてだけ論ずるが、 $m \neq n$ の一般の場合も本文の方法を多少変更して同様に論ずることができる。

(3) 式の右辺の項数は

$${}_nC_0 + {}nC_1 + {}nC_2 + \dots + {}nC_n = 2^n \dots \dots \dots (4)$$

$$\text{ただし } {}nC_i = n! / \{(n-i)! \cdot i!\}$$

で n ビットで表現しうる数に等しいから、コードの一表現法として次のような正方行列を採用する。例は 3 ビットを持った純 2 進コードである。

$$\begin{matrix} f_0 f_1 f_2 f_3 f_4 f_5 f_6 f_7 \\ \begin{matrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 4 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 5 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 6 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 7 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{matrix} \end{matrix} = [a] \dots \dots \dots (5)$$

* Translation Between Binary Code. By K. FUKUNAGA, Member (Mitsubishi Electric Mfg. Co., Ltd., Engineering Laboratory).

† 三菱電機株式会社研究所

$$\begin{aligned} \text{ただし } f_0 &= a_0, f_1 = a_1, f_2 = a_2, f_3 = a_3, f_4 \\ &= a_1 \cdot a_2, f_5 = a_1 \cdot a_3, f_6 = a_2 \cdot a_3, f_7 = a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 \end{aligned}$$

もちろんこのコードの本質的な情報は f_1, f_2, f_3 だけに含まれていて f_4 以下は f_1, f_2, f_3 が決まればおのずから決まるものであるが、コードをこのように行列化することによって、(3) 式は

$$[A] = [a] \cdot [t] \dots\dots\dots (6)$$

と行列演算の形で書き表わすことができる。ただし行列演算は従来の掛算、加算（引算も含めて）の代わりに“ \cdot ”と“ \oplus ”を用いて行う。 $[t]$ は (3) 式の t_{pq} を要素として持つ行列で、これを今後変換行列と呼ぶことにする。

変換行列は第1図の変換論理回路を表わすものであるが、入出力の二つのコードは相互にその行の入れ換えによっても得られる。これを行列演算の形に書き表わすと次のようである。例は2ビットの純2進とGrayコードの関係を示している。

$$\begin{array}{c} 0 \ 1 \ 2 \ 3 \\ \left. \begin{array}{c} 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \\ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \\ 3 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \\ 2 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \end{array} \right\} = \left. \begin{array}{c} 1 \ 0 \ 0 \ 0 \\ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \\ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \\ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \end{array} \right\} \cdot \left. \begin{array}{c} 1 \ 0 \ 0 \ 0 \\ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \\ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \\ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \end{array} \right\} \end{array} \dots\dots\dots (7)$$

あるいはこれを

$$[\text{Grayコード}] = [R] \cdot [\text{純2進コード}] \dots\dots\dots (8)$$

ここで行入れ換えの行列は R 行列と呼ぶ。 R 行列の各行には“1”が一つずつ含まれているが、1が存在する列番号はその行のGrayコードの数を純2進的に読んだ値に等しい。したがって今後われわれはこの R 行列を次のように書き表わすことにする。

$$[R] = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 3 \\ 2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

3. 2進コードの変換

(8) 式に示したようにすべてのコードは純2進コードから行の入れ換えによって得られるから (6) 式のコードの一般変換式は、また次のようにも書かれる。

$$[R_A] \cdot [B] = [R_A] \cdot [B] \cdot [t] \dots\dots\dots (10)$$

$$\text{ここで } \left. \begin{array}{l} [A] = [R_A] \cdot [B] \\ [a] = [R_A] \cdot [b] \end{array} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

$[B]$: $[A]$, $[a]$ と同数のビットで構成された純2

進コードの行列

(5) 式からも容易に想像できるように

$$|B| = 1 \dots\dots\dots (12)$$

であるから、 $[B]$ の逆行列を一意的に決定することができ（付録2参照）(10) 式は次のように書き換えられる。

$$\begin{aligned} [R_A] &= [R_A] \cdot \{[B] \cdot [t] \cdot [B]^{-1}\} \\ &= [R_A] \cdot [t'] \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

ここに

$$[t'] = [B] \cdot [t] \cdot [B]^{-1} \dots\dots\dots (14)$$

あるいは

$$[t] = [B]^{-1} \cdot [t'] \cdot [B] \dots\dots\dots (15)$$

すなわち問題は (13) 式のように R 行列の変換と、入出力コードとは無関係な $[t]$ と $[t']$ の関係の二つにおき換えられる。

(13) 式は $[R_A]$ および $[R_A]$ がともに R 行列であることを利用して簡単に解かれ、 $[t']$ もまた常に R 行列になる。（付録3参照）これら三つの行列の関係は次のように図式的に書き表わすことができる。例は3ビットを持つコードで、 $[R_A]$, $[R_A]$ としては任意のものを選んだ。

$$\begin{array}{ccc} [R_A] & [R_A] & \text{行番号} \\ \begin{array}{c} 1 \\ 3 \\ 0 \\ 7 \\ 5 \\ 4 \\ 2 \\ 6 \end{array} & \begin{array}{c} 0 \longleftrightarrow 0 \\ 7 \nearrow 1 \\ 3 \nearrow 2 \\ 1 \nearrow 3 \\ 5 \nearrow 4 \\ 6 \nearrow 5 \\ 4 \nearrow 6 \\ 2 \nearrow 7 \end{array} & \begin{array}{c} [t'] \\ 1 \\ 7 \\ 6 \\ 0 \\ 2 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \end{array} \end{array} \dots\dots\dots (16)$$

すなわち $[t']$ の行番号1の“7”は $[R_A]$ の“1”が行番号3にあるために $[R_A]$ の行番号3に移されるといったぐあいである。

他方 (15) 式の $[t]$ と $[t']$ の関係は以下のように論ずることができる。付録2の後半に述べたように、 $[B]$ の逆行列 $[B]^{-1}$ は簡単に計算され、3ビットの場合には

$$[B]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (17)$$

したがって (15) 式から $[t]$ は

$$[t] = [B]^{-1} \cdot [t'] \cdot [B] = [B]^{-1} \cdot [B']$$

$$= \begin{pmatrix} B_0' \\ B_0' \oplus B_1' \\ B_0' \oplus B_2' \\ B_0' \oplus B_4' \\ B_0' \oplus B_1' \oplus B_2' \oplus B_3' \\ B_0' \oplus B_1' \oplus B_4' \oplus B_5' \\ B_0' \oplus B_2' \oplus B_4' \oplus B_6' \\ B_0' \oplus B_1' \oplus B_2' \oplus B_3' \oplus B_4' \oplus B_5' \oplus B_6' \oplus B_7' \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (18)$$

ただし

$$[B'] = [t'] \cdot [B] \quad \dots\dots\dots (19)$$

$$B_i' = [b_{0i}', b_{1i}', \dots, b_{7i}'] : [B'] \text{ の行行列}$$

である。 $[B']$ は $[t']$ が R 行列であるという事実から簡単に求められる。いま例を (16) 式の場合に取ってみると、

$$[B'] = \begin{pmatrix} B_0' \\ B_1' \\ B_2' \\ B_3' \\ B_4' \\ B_5' \\ B_6' \\ B_7' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 7 \\ 6 \\ 0 \\ 2 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} B_0 \\ B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \\ B_5 \\ B_6 \\ B_7 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_0 \\ B_1 \\ B_6 \\ B_0 \\ B_2 \\ B_5 \\ B_4 \\ B_3 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (20)$$

ただし

$$B_i = [b_{0i}, b_{1i}, \dots, b_{7i}] : [B] \text{ の行行列} \quad \dots\dots\dots (21)$$

したがって (20) 式を (18) 式に代入すると

$$[t] = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (22)$$

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

かくして $[t]$ と $[t']$ の関係は (18) 式と (20) 式によって定まるが、(20) 式はただ $[t']$ にしたがって $B_0' \rightarrow B_1, B_1' \rightarrow B_7$ などと、純 2 進コードを入れ換えるだけであるから、 $[t]$ の計算は (18) 式の \oplus による加算のみで簡単に求めることができる。

もちろん逆の場合、すなわち $[t]$ に好ましい形を指定し、(18) 式から B_i' を求め、 $[t']$ を決定し、 $[R_A], [R_a]$ のいずれかが与えられているとき、他の一つを求めることも容易に行いうる。

以上、入出力コードの行列とその間の変換行列の関係について論じてきた。この場合コード行列としては n ビットのものに対し $2^n \times 2^n$ の行列が用いられ、それにつれて変換行列もまた $2^n \times 2^n$ の行列を持つことはすでに見られたごとくである。しかし実際には $[t]$ の第 1 列……第 n 列はそれぞれ出力コード行列 $[A]$ の A_1, \dots, A_n を求めるのに必要であるが、第 0 列および第 $n+1$ 列以上第 2^n 列までは、それぞれ A_0 および $(A_1 \cdot A_2, \dots, (A_1 \cdot A_2 \cdot \dots \cdot A_n))$ を求めるのに必要なもので、第 1 図の変換論理回路の構成上全然考慮を要しないものである。すなわち われわれは $[t]$ 行列として (22) 式の点線で囲んだ部分だけを用いればよいので、(18) 式の \oplus による加算もコードを構成する n ビットに対してだけ行えばよい。

4. 2^n より少ないコードの変換

n ビットの入出力コードとして 2^n よりも少ないものが用いられる場合には、変換論理回路には幾とおりの表現が考えられるが、この取り扱いも前章と全く同様の方法で行うことができる。再び例を (16) 式の入出力コードに取り、上から六つだけが用いられる場合の変換行列 $[t]$ を求める。

まず $[t']$ は (16) 式のように

$[R_A]$	$[R_a]$	行番号	$[t']$
1	0	0	1
3	7	1	7
0	3	2	X
7	1	3	0
5	5	4	X'
4	6	5	5
X	X	6	4
X	X	7	3

..... (23)

ここで X または X' は任意の数を入れてもよいことを示している。 $[t]$ は (18), (20) 式のように

$$[t] = \begin{bmatrix} B_0' \\ B_0' \oplus B_1' \\ B_0' \oplus B_2' \\ B_0' \oplus B_4' \\ B_0' \oplus B_1' \oplus B_2' \oplus B_3' \\ B_0' \oplus B_1' \oplus B_4' \oplus B_5' \\ B_0' \oplus B_2' \oplus B_4' \oplus B_6' \\ B_0' \oplus \dots \oplus B_7' \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} B_1 \\ B_1 \oplus B_7 \\ B_1 \oplus X \\ B_1 \oplus X' \\ B_1 \oplus B_7 \oplus X \oplus B_0 \\ B_1 \oplus B_7 \oplus X' \oplus B_5 \\ B_1 \oplus X \oplus X' \oplus B_4 \\ B_1 \oplus \dots \oplus B_3 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (24)$$

もし X, X' として使用されていない B_2, B_6 を使用すれば $[t]$ の各行は独立で, $|t|=1$ の変換行列を得る。 $(X=B_2, X'=B_6)$ と $(X=B_6, X'=B_2)$ の 2 とおり) しかし $|t|=1$ は変換行列を作るための必要な条件ではないから, X と X' としてはいかなる行行列を用いてもよく, その選び方によってそれぞれ異なった $[t]$ が得られる。いま仮に (24) 式の第 2, 第 3 行目を 0 にすることを目ざして $X=X'=B_1$ と選ぶと, (24) 式の右辺の他の行も計算され, $[t]$ が得られる。ただし前章の最後にも述べたように $[t]$ の計算は n (この場合 3) ビットについてだけ行えばよい。下にチェックの意味で求められた $[t]^*$ と, $[R_A] \cdot [B]^*$, $[R_A] \cdot [B]$ をあげておいた。ただしここで $[X]^* \cdot *$ を付けたのは $[X]$ 行列のうち n 列だけを取り出した部分行列を意味する。

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[R_A] \cdot [B]^* \quad [R_A] \cdot [B] \quad [t]^* \quad \dots \dots \dots (25)$$

5. Linear 変換

(18) 式において第 4 行目以下をすべて 0 にするとわれわれは

$$A_i = \sum_{j=0}^3 t_{ij} \cdot a_j \quad (i=0, 1, 2, 3) \dots \dots \dots (26)$$

と出力ビットを人力ビットの Linear 関数形として書き表わすことができる。これを Linear 変換と呼ぶこととする。Linear 変換が可能な条件は (18) 式から 3 ビットのコードに対しては

$$\left. \begin{aligned} B_0' \oplus B_1' \oplus B_2' \oplus B_3' &= 0 \\ B_0' \oplus B_1' \oplus B_4' \oplus B_5' &= 0 \\ B_0' \oplus B_2' \oplus B_4' \oplus B_6' &= 0 \\ B_0' \oplus B_1' \oplus B_2' \oplus B_3' \\ &\oplus B_4' \oplus B_5' \oplus B_6' \oplus B_7' = 0 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (27)$$

で与えられる。これはまた

$$\left. \begin{aligned} B_7' \oplus B_1' &= B_2' \oplus B_3' = B_4' \oplus B_5' \\ &= B_6' \oplus B_7' = K_1 \\ B_0' \oplus B_2' &= B_4' \oplus B_6' = K_2 \\ B_4' \oplus B_0' &= K_3 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (28)$$

と書くことができる。かくして Linear 変換が可能なときには $B_i' (i=0, 1, \dots, 7)$ は四つの変数の Linear 表現で以下のように書き表わすことができる。

$$\left. \begin{aligned} B_0' &= B_0' \\ B_1' &= B_0' \oplus K_1 \\ B_2' &= B_0' \oplus K_2 \\ B_3' &= B_0' \oplus K_1 \oplus K_2 \\ B_4' &= B_0' \oplus K_1 \\ B_5' &= B_0' \oplus K_1 \oplus K_3 \\ B_6' &= B_0' \oplus K_2 \oplus K_3 \\ B_7' &= B_0' \oplus K_1 \oplus K_2 \oplus K_3 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (29)$$

(16) 式にしたがって任意に選ばれた $[R_A]$ に対して $[A]$ と $[t]$ の関係を求めると

$$[A] = [R_A] \cdot [B] \quad [R_A] \quad \text{行番号} \quad [B'] = [t'] \cdot [B]$$

B_0'	0	\longleftrightarrow	0	B_0'
$B_1' \oplus K_1$	1	\longleftrightarrow	1	$B_0' \oplus K_1$
$B_0' \oplus K_1 \oplus K_2$	3	\longleftrightarrow	2	$B_0' \oplus K_2$
$B_0' \oplus K_2$	2	\longleftrightarrow	3	$B_0' \oplus K_1 \oplus K_2$
$B_0' \oplus K_2 \oplus K_3$	6	\longleftrightarrow	4	$B_0' \oplus K_3$
$B_0' \oplus K_1 \oplus K_2 \oplus K_3$	7	\longleftrightarrow	5	$B_0' \oplus K_1 \oplus K_3$
$B_0' \oplus K_1 \oplus K_3$	5	\longleftrightarrow	6	$B_0' \oplus K_2 \oplus K_3$
$B_0' \oplus K_3$	4	\longleftrightarrow	7	$B_0' \oplus K_1 \oplus K_2 \oplus K_3$

$$\dots \dots \dots (30)$$

ここで入出力コードの Transition を保つてみると次のようになる。Transition はコードに相隣り合った行

の間の異なりであって、相隣り合った行の \oplus による和を取ることに求められる。たとえば第0行と第1行の Transition は出力コード $[A]$ に関しては $B_0' \oplus (B_0' \oplus K_1) = K_1$, 入力コード $[a]$ に関しては $(000) \oplus (100) = (100)$ となる。

$$\begin{array}{cc} [A] & [a] \\ K_1 & 100 \\ K_2 & 010 \\ K_1 & 100 \\ K_3 & 001 \\ K_1 & 100 \\ K_2 & 010 \\ K_1 & 100 \end{array} \left. \vphantom{\begin{array}{c} K_1 \\ K_2 \\ K_1 \\ K_3 \\ K_1 \\ K_2 \\ K_1 \end{array}} \right\} \dots\dots\dots (31)$$

(31) 式は Transition の配列が両者同一であることを示している。以上は一例について示したにすぎないが、この事実はすべての場合に適用可能である。

いまこの Transition の配列順序を上のような場合

$$K_1 K_2 K_1 K_3 K_1 K_2 K_1 \dots\dots\dots (32)$$

あるいはさらに簡単化して

$$1213121 \dots\dots\dots (33)$$

と書き表わすことにすれば、2進コードは一般的に

(1) Transition (たとえば K_1, K_2, K_3)

(2) Transition の配列順位

(たとえば 1213121)

の二つで特色づけることができ、Transition の配列順序が同一な2進コードごとに2進コードを分類することも考えられる。この場合各グループに属する2進コードは相互に Linear 変換が可能であり、したがって Linear 変換によっては失われない共通の性質を持つことになる。Linear 変換の一つの応用として、2進コードの構成の問題を考えることができる。いま仮に Excess 3 コードを用いた計算機構があつて、それに結合される外部コードとして外部機構上の要請により Unit-distance, あるいは Minimum distance 2 のコードを作る必要があつた場合について考えてみる。この場合変換を簡単にし、かつ、できるだけ変換によって諸種の性質が失われるのを防ぐため、われわれは Excess 3 と同一 Transition 配列順序を持った Unit-distance コードあるいは Minimum distance 2 コードを作ることにする。0 から 9 までの数を表わす Excess 3 コードは4ビットを要し、その Transition 配列順序は

$$12324231 \dots\dots\dots (34)$$

であるから、求めるコードは第1表のように 1, 2, 3,

第1表 Transition の表

	Excess 3	Unit-dist.	2-dist.
1	1110	0010	10010
2	1000	1000	11000
3	1100	0100	10100
4	1111	0001	10001

配列順序 123242321

4 にそれぞれ Excess 3 の (1110), (1000), (1100), (1111) の代わりに適当な Unit-distance あるいは 2-distance の Transition を与えればよい。

最後に Linear 変換が可能ときには一般の変換表現をさらに簡単にして問題を論ずることができる。Linear 変換が可能なる条件は前述したように変換行列 $[t]$ の第 $n+1$ 行以降がすべて0になることであるから、新しい変換行列として $0 \sim n$ の行と $0 \sim n$ の列を持った行列 $[h]$ を用い、入出力コードの行列としては 2^n 行と $0 \sim n$ の列を持った行列 $[d]$, $[D]$ を採用する。次式は3ビットのコードの新しい変換表現を示している。

$$\begin{array}{c} A_0 A_1 A_2 A_3 \\ \left(\begin{array}{c} 1000 \\ 1101 \\ 1010 \\ 1111 \\ 1100 \\ 1001 \\ 1110 \\ 1011 \end{array} \right) = \left(\begin{array}{c} 1000 \\ 1100 \\ 1110 \\ 1010 \\ 1011 \\ 1111 \\ 1101 \\ 1001 \end{array} \right) \cdot \left(\begin{array}{c} 1000 \\ 0110 \\ 0011 \\ 0111 \end{array} \right) \dots (35) \\ [D] \quad [d] \quad [h] \end{array}$$

6. コードの対称, 補数性

Linear 変換では変わらないコードの一つの性質としてコードの持つ Symmetry と Complement の性質をあげることができる。すなわち,

“もし一つのコードのすべての列が Symmetry か Complement の性質を持っていれば、それから Linear 変換されるすべてのコードは、またすべての列が Symmetry か Complement である。”

この事実は次のようにして導くことができる。いま (35) 式を例に取って中央の点線を中心に反転した(第0, 1, ..., 7 行をそれぞれ第 7, 6, ..., 0 行と入れ換えた)行列 $[d']$, $[D']$ を作ってみると

$$[D] = [d] \cdot [h] \dots\dots\dots (36)$$

から

$$[D'] = [d'] \cdot [h] \dots\dots\dots (37)$$

と (36), (37) 式は同一の変換行列 $[h]$ により変換される。したがって

$$[D] \oplus [D'] = \{[d] \oplus [d']\} \cdot [h] \dots (38)$$

と両者の和もまた同一変換行列 $[h]$ により変換される。(35) 式の例で第 0, 1, 2 列が Symmetry, 第 3 列が Complement になっているが, このようにすべての列が Symmetry か Complement になっている場合には, $[d] \oplus [d']$ の各列は $[d]$ のその列が Symmetry か Complement かによってそれぞれすべての要素が 0 になるか, 1 になるかする。すなわち $[d] \oplus [d']$ のすべての行は同一になる。したがってそれに $[h]$ を掛けて得られる $[D] \oplus [D']$ のすべての行も同一になり, このことは $[D]$ のすべての列が Symmetry かまたは Complement の性質を有することを示している。(35) 式の出力コードでは A_0, A_1 が Symmetry, A_2, A_3 が Complement になっている。

入力コード $[d]$ が Symmetry でも Complement でもない列を含んでいるときには, 出力コード $[D]$ もまた Symmetry でも Complement でもない列を含むことになるが, この場合も $[D]$ の希望する列に Symmetry または Complement の性質を持たせることも可能である。以下はその方法について述べる。

いま出力コード $[D]$ を

$$[D] = [D_0 D_1 D_2 \dots D_n] \dots (39)$$

と書き表わすことにする。ここで D_i は 1 列, 2^n 行からなる列行列である。 $[D']$, $[d]$, $[d']$ についても同様である。このように列行列を考えると (38) 式の $[D] \oplus [D']$ の各列は

$$D_i \oplus D'_i = \sum_{j=0}^n \{d_j \oplus d'_j\} \cdot h_{ji} \dots (40)$$

で求められる。 D_i が Symmetry のときには $D_i \oplus D'_i$ のすべての要素は 0 になり, D_i が Complement のときには $D_i \oplus D'_i$ のすべての要素は 1 になるから, 所望する出力コードの i 列 D_i を Symmetry または Complement にするためには (40) 式の右边が 0 行列 $[0]$ または 1 行列 $[1]$ (すべての要素が 0 または 1 になる行列) になるように h_{ji} を選ばばよい。

$$[d] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots (41)$$

最後に例題として (41) 式に示されたような入力コードを使用して出力コードとして一つの Complement な列と, 一つの Symmetry な列を作ることを考えてみる。この場合 $[d] \oplus [d']$ は

$$[d] \oplus [d'] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \dots (42)$$

となり, (40) 式の右边を 0 行列または 1 行列にするような h_{ji} としては次の三つが考えられる。

$$\left. \begin{aligned} (1) \quad & (d_3 \oplus d'_3) = [1] \\ (2) \quad & (d_1 \oplus d'_1) \oplus (d_2 \oplus d'_2) = [1] \\ (3) \quad & (d_1 \oplus d'_1) \oplus (d_2 \oplus d'_2) \oplus (d_3 \oplus d'_3) = [0] \end{aligned} \right\} \dots (43)$$

これら三つの条件のうち, 二つは独立であるが, 他の一つは従属的に導かれるから, われわれは二つまで Symmetry または Complement の列を作ることができる。いま仮に二三の条件を採用して, 出力コードの第 1 列を Complement, 第 2 列を Symmetry にすることを試みると (43) 式から

$$\left. \begin{aligned} h_{11} = 1, \quad h_{21} = 1, \quad h_{31} = 0 \quad & \text{[(2)の条件から]} \\ h_{12} = 1, \quad h_{22} = 1, \quad h_{32} = 1 \quad & \text{[(3)の条件から]} \end{aligned} \right\} \dots (44)$$

となり, 変換行列 $[h]$ は

$$[h] = \begin{bmatrix} 1 & h_{01} & h_{02} & h_{03} \\ 0 & 1 & 1 & h_{13} \\ 0 & 1 & 1 & h_{23} \\ 0 & 0 & 1 & h_{33} \end{bmatrix} \dots (45)$$

となる。ただしここで h_{0i} ($i=1, 2, 3$) は各列に Not を加える必要があるときに 1 になり, (Not を加えても Symmetry, Complement の性質は不変) h_{13} ($i=1, 2, 3$) は出力コードの第 3 列目を決定するのに用いられる。

7. むすび

以上 2 進コードを論ずる一手法としてこれを行列化することを試み, これからコードの一般の変換法, Linear 変換の条件, Linear 変換では不変な一つの性質としてコードの対称, 補数性などの問題を論じた。

本文では基本の演算子として And と Exclusive Or

を用いたため、And と Or の組合わせなど、一般によく用いられる演算子を使用して実際に論理回路を作る場合には両者の変換が要求されるという欠陥を持っている。しかしその反面 And と Exclusive Or の演算は通常の数学演算の掛算と加算（引算）によく似ているため、すでに知られた行列演算上の技術がそのまま利用でき、コードの性質の研究を進める上で非常に便利である。

最後にこの研究を行うにあたり、常にご指導、ごべんたつをいただいた三菱電機研究所の安藤安二、馬場準一の諸氏および多くの Suggestion を賜ったアメリカ、ペンシルバニア大学の Dr. H. E. Tompkins に謝辞を捧げる。(昭和 35 年 5 月 20 日受付、同 9 月 14 日再受付)

付録 1. And と Exclusive Or

第 2 表 And と Exclusive Or の真理値表

A	B	A · B	A ⊕ B
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Or と Not は下記のようにして与えられる。

$$\left. \begin{aligned} A \vee B &= A \oplus B \oplus A \cdot B \quad (\vee: \text{Or}) \\ \bar{A} &= 1 \oplus A \quad (\text{—}: \text{Not}) \end{aligned} \right\} \text{(付 1)}$$

付録 2. $[B]^{-1}$ の求め方

$[B]$ の逆行列 $[B]^{-1}$ は、一般的には次の式を X について解くことにより求められる。

$$[B] \cdot [X] = [E] \dots \dots \dots \text{(付 2)}$$

いま b_{ij} , x_{ij} , δ_{ij} ($i=j$ に対しては $\delta_{ij}=1$, $i \neq j$ に対しては $\delta_{ij}=0$) をそれぞれ上の行列の要素とすれば、行列演算は“ \cdot ”と“ \oplus ”により行われ、

$$\begin{aligned} b_{i0} \cdot x_{0j} \oplus b_{i1} \cdot x_{1j} \oplus \dots \oplus b_{in} \cdot x_{nj} \\ = \sum_{k=0}^n b_{ik} \cdot x_{kj} = \delta_{ij} \dots \dots \dots \text{(付 3)} \end{aligned}$$

B_{ij} を b_{ij} の小行列式（余因子から符号を取り去ったもの）とし、(付 3) 式の両辺に $\sum_{i=0}^n B_{il}$ を掛けると

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^n B_{il} \cdot \left(\sum_{k=0}^n b_{ik} \cdot x_{kj} \right) &= \sum_{k=0}^n \left(\sum_{i=0}^n b_{ik} \cdot B_{il} \right) x_{kj} \\ &= \sum_{i=0}^n B_{il} \cdot \delta_{ij} \dots \dots \dots \text{(付 4)} \end{aligned}$$

ここでわれわれは“ \cdot ”と“ \oplus ”を用いたときの行列式として次の定義を採用する。

$$\begin{aligned} |B| &= \sum_{i=0}^n b_{ik} \cdot B_{ik} = b_{0k} \cdot B_{0k} \oplus \dots \\ &\dots \oplus b_{nk} \cdot B_{nk} \dots \dots \dots \text{(付 5)} \end{aligned}$$

この定義は符号の問題を除いて普通の行列式の定義と同一である。符号を問題にしない理由は、われわれが取り扱っている数が 0 と 1 の二つだけであり、また演算子としても“ \cdot ”と“ \oplus ”の二つだけが用いられていることからきている。また実際には

$$b_{ij} \oplus b_{ij} = 0 \dots \dots \dots \text{(付 6)}$$

なる関係が存在するために、これが普通の演算における引算と同様の役目を果している。 b_{ij} と B_{ij} の間には (付 6) 式が成立することから

$$\sum_{i=0}^n b_{ik} \cdot B_{il} = 0 \quad (k \neq l \text{ に対して}) \dots \text{(付 7)}$$

なる関係があるから、(付 4) 式は (付 5)、(付 7) 式を代入して

$$|B| \cdot x_{lj} = B_{jl} \dots \dots \dots \text{(付 8)}$$

と書かれる。すなわち $|B|=1$ (あるいは $\neq 0$) なる限り $[B]$ の逆行列の要素 x_{lj} は一意的に決定されることになる。

以上は一般的に逆行列を求める方法を示したが、2 進コードの計算の場合は適当に行行列（あるいは列行列）を使用することによって計算を次のように簡単にすることができる。すなわち (付 2) 式に (5) 式を代入すると

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \\ X_6 \\ X_7 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_0 \\ E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \\ E_5 \\ E_6 \\ E_7 \end{pmatrix} \dots \text{(付 9)}$$

ここで X_i , E_i はそれぞれ $[X]$, $[E]$ の行行列である。(付 9) 式を計算すると

$$\left. \begin{aligned} E_0 &= X_0 \\ E_1 &= X_0 \oplus X_1 \\ E_2 &= X_0 \oplus X_2 \\ E_3 &= X_0 \oplus X_1 \oplus X_2 \oplus X_4 \\ E_4 &= X_0 \oplus X_3 \\ E_5 &= X_0 \oplus X_1 \oplus X_3 \oplus X_5 \\ E_6 &= X_0 \oplus X_2 \oplus X_3 \oplus X_6 \\ E_7 &= X_0 \oplus X_1 \oplus X_2 \oplus X_3 \oplus X_4 \oplus X_5 \oplus X_6 \oplus X_7 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots \text{(付 10)}$$

これを順次目算で解いてゆくと

$$\begin{aligned}
 X_0 &= E_0 \\
 X_1 &= E_0 \oplus E_1 \\
 X_2 &= E_0 \oplus E_2 \\
 X_3 &= E_0 \oplus E_4 \\
 X_4 &= E_0 \oplus E_1 \oplus E_2 \oplus E_3 \\
 X_5 &= E_0 \oplus E_1 \oplus E_4 \oplus E_5 \\
 X_6 &= E_0 \oplus E_2 \oplus E_4 \oplus E_6 \\
 X_7 &= E_1 \oplus E_1 \oplus E_1 \oplus E_1 \oplus E_1 \oplus E_1 \oplus E_1 \oplus E_1 \\
 &\dots\dots\dots(\text{付 11})
 \end{aligned}$$

すなわちこれが (17) 式の $[B]^{-1}$ である。(付 10) 式から (付 11) 式の目算はたいへいの場合非常に簡単に行える。

付録 3. $[R_a]$, $[R_A]$, $[t']$ の求め方

いま $[R_A]$, $[R_a]$, $[t']$ として次の行列を考える。

$$[R_A] = \begin{pmatrix} 1 \\ 3 \\ 0 \\ 7 \\ 5 \\ 4 \\ 2 \\ 6 \end{pmatrix}, \quad [R_a] = \begin{pmatrix} 0 \\ 7 \\ 3 \\ 1 \\ 5 \\ 6 \\ 4 \\ 2 \end{pmatrix}, \quad [t'] = \begin{pmatrix} T_0' \\ T_1' \\ T_2' \\ T_3' \\ T_4' \\ T_5' \\ T_6' \\ T_7' \end{pmatrix}$$

.....(付 12)

ただし T_i' は

$$T_i' = [i_{0i}', i_{1i}', \dots, i_{7i}'] \dots\dots\dots(\text{付 13})$$

で表わされる 2^n 列, 1 行の行列である。

(付 12) 式を (13 式) に代入すると R 行列の特性 [(7) 式参照] から容易に明らかのように

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 3 \\ 0 \\ 7 \\ 5 \\ 4 \\ 2 \\ 6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 7 \\ 3 \\ 1 \\ 5 \\ 6 \\ 4 \\ 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} T_0' \\ T_1' \\ T_2' \\ T_3' \\ T_4' \\ T_5' \\ T_6' \\ T_7' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_0' \\ T_7' \\ T_3' \\ T_1' \\ T_5' \\ T_6' \\ T_4' \\ T_2' \end{pmatrix} \dots\dots\dots(\text{付 14})$$

となり, 上式の左辺と右辺を比較して $[t']$ もまた R 行列であり, 次のように書かれることがわかる。

$$[t'] = \begin{pmatrix} T_0' \\ T_1' \\ T_2' \\ T_3' \\ T_4' \\ T_5' \\ T_6' \\ T_7' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 7 \\ 6 \\ 0 \\ 2 \\ 5 \\ 4 \\ 3 \end{pmatrix} \dots\dots\dots(\text{付 15})$$

この関係を図式的に書いたのが (16) 式である。

UDC 621.311.2.016.2:621.316.726:621.311.153

周波数制御発電所の負荷分担に関する基礎的考察*

資料・論文

36-6

正員 関 根 泰 次†

1. は じ め に

系統の自動周波数制御において制御の対象になる系統負荷電力変動がどのような性質をもっているかは、自動周波数制御の計画において基本的な問題であるが、実際に AFC を実施しようとする場合には、具体的にこれらの負荷変動を調整発電所で吸収するためにいかなる制御方式を用い、かつ、いかなる特性の発電所を調整発電所として用いるべきかということが、重要な問題になってくる。

通常われわれの目標とする周波数の制御偏差値は系統運用と需用家へのサービスという二つの面から種々のことを考慮して決定されるので、AFC を実施する場合にはこの要求を満足するように AFC 調整発電所の負荷分担 および 制御方式を決める必要がおきてくる。現在の世界的な傾向から判断すると許容周波数偏差値を決めるものは、需用家へのサービスというよりも、大連系系統運用上の必要性から規定される面がつよく、UCPTE などの推奨値にもみられるように $\pm 0.1 \text{ c/s}$ を目標にしているのが普通で、わが国でもだいたいこの線に沿っているのが実情である。(最近では $\pm 0.03 \text{ c/s}$ がその目標値にされるようになってきている)

本稿においては上に述べた考えから系統の負荷電力変動特性を基にして AFC 制御方式と AFC 調整発電所の負荷分担問題について考察を進め、系統周波数の偏差値がどのくらいまで押えられるかについて若干の考察を試みることにする。

2. AFC 制 御 方 式

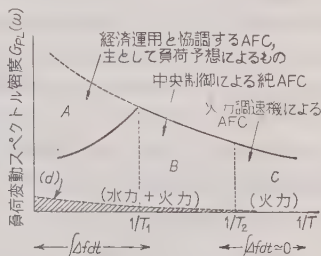
AFC 制御方式をいかに選択決定すべきかという問題に関しては、調整発電所の応動特性の重要性もさることながら、AFC 以外の系統運用問題全般との間に密接な関連をもつものであるし、さらには将来系統が火力系を主とした系統になって現在系統とは非常に趣を異にするであろうことを考えると、広く諸種の事情を勘案整理してみる必要があると思われる。

* Fundamental Investigations on the Load Division to the AFC Regulating Plants. By Y. SEKINE, Member (Faculty of Engineering, University of Tokyo).

† 東京大学工学部

一方種々の実測結果によると、系統負荷変動のうち全く偶発的にランダムな変動をする成分はおそ十数分以下の短い周期成分であり、これ以上の長い時間間隔で考える場合には天候その他の外部的影響によって左右される面が少なくないと思われる。したがって比較的短周期の負荷変動成分については水力、火力による中央制御もしくは調速機運転にたよるにしても、きわめてゆっくりした長周期の負荷変動成分については、系統の経済的運用を考慮にとり入れた給電操作を行うことが必要と思われる。この種の負荷変動成分を吸収するために使用する発電所は、したがって必ずしも高速レスポンスの優秀な発電所である必要はなく、旧式の火力でもまた場合によっては自流式の発電所でも充分使用できることになる。

問題はこの経済的運用を考慮した給電操作と比較的優秀な性能をもった発電所による AFC 運転をいかに協調して行かうかであるが、具体的には第 1 図に示した負荷変動のうち便宜的に A, B, C と記した三つの領域の周波数成分をいかに配分するかが重要になるであろう。だいたいの目安としては火力の調速機運転に頼る周期の限界はボイラの A, B, C などの時定数によって決



第 1 図

められるであろうし、水力発電所サージタンクの共振周期などは多分 B の領域に属するものと考えられる。これらの境界をなす周期 T_1 , T_2 などをいかに選ぶかは、調整発電所の特性と容量および A の部分の負荷を処理する給電方式などが複雑に関連してくる。

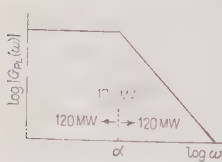
一般に T_1 より長い周期成分 (領域 A) については周波数偏差の積分値 $\int \Delta f dt$ を加味した方式が必要と思われるが、反面、 T_2 より短い周期成分などに対し

ては $\int \Delta f dt$ はほとんど零に近く、調速機運転する火力などもボイラ以降の蓄積エネルギーなどで処理できるものと思われる。このように考えると調整発電所の制御能力という問題に関連してもっとも重要になってくるのは、純 AFC の主目標である B の領域の負荷吸収ということになる。

以上述べたように系統運用方式全般を決定するにあたっては各調整発電所の諸特性を勘案して、その制御能力を充分に活用させ、全体として協調のとれた制御方式を決める必要があるのであるが、このためには多少複雑な制御機構も必要になってくるかと思われるので、これを実施するうえで中央制御方式が適していると考えられ、実際にも系統事情のよく似ているフランスなどではこの方式が広く採用されている。

以下には系統負容量約 3,000 MW の系統をモデル系統として種々の観点から上述の AFC 調整発電所の負荷分担問題を考えてゆくことにする。

なお、以下において各調整発電所に分担させるべき第1図 B 、 C 領域の負荷としては種々の実測結果を勘案して、第2図のような負荷変動を想定した。すな



第2図

わち周期 15 min 以下の短周期成分については周波数の二乗に反比例して減少するものとし、それ以上の長周期成分については一様な分布をもつものと考えている。15

min という値を選んだのも、また 15 min 以上の長周期成分が一様な分布をもつとしたのも全く便宜的なものであるが、15 min 以上の長周期については果してスペクトルというような考えがなりたつか否か現在ではまだはつきりしていない点が一つと、上述のようなスペクトル分布を仮定することによって理論的計算がきわめて容易になるということが大きな動機になっている。このスペクトルを数式的に表わせば次のようになる。

$$G_{PL}(\omega) = \frac{4\alpha\sigma_{PL}}{\omega^2 + \alpha^2} = \frac{3.02 \times 10^3}{\omega^2 + (0.419)^2} (\text{MW}^2/\text{cpm}) \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここに σ_{PL} は第2図のような負荷変動の全変動量である。この負荷変動分布は 15 min の周期に相当する α より高周波の成分と低周波の成分がちょうど等しい値になっており、ともに約 120 MW ずつになって全体として

$$46P_L = \sqrt{2} \times 120 = 170 \text{ MW} \quad \dots\dots\dots (1')$$

になっている。

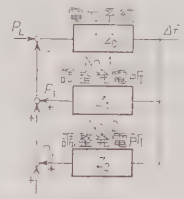
3. 調整発電所の制御能力と最適負荷分担

さていくつかの発電所を調整発電所として使用する場合には、その制御能力の限界内で周波数偏差をどの程度に押えられるか、またこれを実現するには制御系をいかにすればよいかについて考えてみる。

まず発電所の制御能力ということであるが、実際の発電所では後述する例からもわかるように種々の要求から制限がうまれてくる。ここでは簡単に各発電所に許容しうる出力変化幅 ΔP とその出力変化速度 dP/dt に対してある制限を設け、その他の種々の制約はすべてこの二つの量に換算して考えることにした。

上のように条件を規定すれば問題は次のようになる。

第3図のような AFC 系で定常負荷変動 P_L が与えられたとき、次の調整発電所の出力変動量(出力 P_i の標準偏差)



第3図

の変動量(出力の変化率 dP_i/dt の標準偏差) $\sigma_{P_i'}$ を一定に保ったまま周波数偏差(周波数偏差の標準偏差) σ_{df} を最小にするには、各調整発電所の制御伝達関数 Z_1, Z_2, \dots をいかに選べばよいか。またこの場合の周波数の制御限界はどうなるか。

この問題は結局 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \mu_1, \mu_2, \dots$ を未定係数として次の n 次元 Wiener Hopf 変分方程式を解くことに帰着する。⁽⁵⁾

$$J = \sigma_{Jf}^2 + \lambda_1 \sigma_{P_1}^2 + \mu_1 \sigma_{P_1'}^2 + \lambda_2 \sigma_{P_2}^2 + \mu_2 \sigma_{P_2'}^2 + \dots\dots\dots (2) \quad (\text{II-22})^*$$

ここに

$$\sigma_{P_i}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |Z_i(j\omega)|^2 \left| \sum_{k=0}^n Z_k(j\omega) \right|^2 \times G_{PL}(\omega) d\omega \quad \dots\dots\dots (3) \quad (\text{II-23})^*$$

$$\sigma_{P_i'}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \omega^2 |Z_i(j\omega)|^2 \left| \sum_{k=0}^n Z_k(j\omega) \right|^2 \times G_{PL}(\omega) d\omega \quad \dots\dots\dots (4) \quad (\text{II-24})^*$$

$$\sigma_{df}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty G_{PL}(\omega) \left| \sum_{k=0}^n Z_k(j\omega) \right|^2 d\omega \quad \dots\dots\dots (5) \quad (\text{II-25})^*$$

$G_{PL}(\omega)$ は負荷変動のスペクトルで(1)、(1')式で与

* 次論文、関根：「制御系の統計的設計法に対する多確率過程予測理論の一応用」と同一式の意味である。たとえば(II-22)式は次論文の(22)式を参照。

えられるものとする。いま簡単のため各発電所の制御能力を表す定数を次のように定めるものとしよう。

$$\zeta_i = \frac{\sigma_{Pi}}{\sigma_{PL}}, \quad \eta_i = \frac{\sigma_{Pi}'}{\alpha \sigma_{PL}}, \quad \xi_i = \left(\frac{\eta_i}{\zeta_i} \right)^2$$

.....(6) (II-53 および II-56)*

ここで ζ_i は負荷変動量を基準にした場合の各調整用発電所の負荷変動量の大きさを示す数, η_i は負荷の変化速度に対する各調整発電所の応答速度の大きさを示すもの, ξ_i は各発電所の出力変化量に対する応答速度の大きさを示すものである。

上の変分方程式を解き, セツ動法により ζ_i が 1 にくらべて小さいとして近似すると, 次のような結果が得られる。

(3.1) 周波数標準偏差

$$\alpha^2 = \frac{\sigma_{df^2}}{\sigma_{df^0.2}} = 1 - 2 \sum_{i=1}^n \zeta_i \sqrt{\frac{\xi_i}{\xi_i + 1}} + 2 \sum_{i,j=1}^n \zeta_i \zeta_j \left(1 + \frac{2}{\xi_i + \xi_j} \right) \sqrt{\frac{\xi_i \xi_j}{(\xi_i + 1)(\xi_j + 1)}} + \sum_{i=1}^n \zeta_i^2 \dots \dots (7) \text{ (II-55 および II-69)*}$$

ここに $\sigma_{2df0} = \sigma_{PL}^2 / |Z_0|^2$ は調整発電所 Z_1, Z_2, \dots がないときの周波数の変動の大きさを示すものである。したがって α は無調整時にくらべて周波数偏差がどのくらいに減少するかを示す値になる。

(3.2) 各調整発電所の制御伝達関数

各調整発電所の制御伝達関数 Z_1, Z_2, \dots は次のように選べばよい。(5)

$$Z_i(s) = \frac{U_i(s) Z_0(s)}{1 - U_1(s) - U_2(s) \dots - U_n(s)}$$

.....(8) (II-75)*

ここに

$$U_i(s) = \frac{\alpha \sqrt{\xi_i (\xi_i + 1)}}{s + \xi_i \alpha} \zeta_i$$

.....(9) (II-73)*

(3.3) 各発電所の出力スペクトラム この場合, 各調整発電所の出す出力のスペクトルは次のように与えられる。

$$G_{Pi}(\omega) = \frac{\alpha^2 \zeta_i^2 \xi_i (\xi_i + 1)}{\omega^2 + \xi_i^2 \alpha^2} G_{PL}(\omega) \text{ (MW}^2/\text{cpm)}$$

.....(10)

(8) 式の関係式が調整発電所の機数に無関係にまた他の調整発電所の制御能力や系統特性に無関係に定められることはきわめて大きな特色で, このため問題の解析が非常に容易になる。

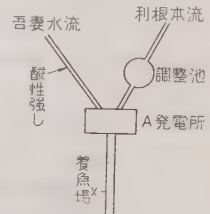
4. モデル系統における各調整発電所の制御能力

前記のモデル系統における AFC 調整発電所としては種々のものが考えられる。わが国の現状からして, これらの調整発電所がどのような制御能力をもっているかは簡単には結論づけられないが, ここではいまままでに利用しうる限りの資料をもとにして, 各調整発電所の制御能力について検討を試み, 下記に述べるような主として水力発電所を中心とした調整発電所を想定した。

以下, これらの調整発電所でどの程度まで周波数偏差が押えられるか, また所期の値にまで周波数偏差を低減させるには, さらにどれだけの制御能力をもった調整発電所が必要になるかを考えてみることにする。

(4.1) A 発電所

A 発電所は最大出力 68.0 MW で二つの水系の水を利用しているが, このうち一方の水系のほうにだけ調整池があり, 他方の水系のほうは流れこみ式になっているという特殊事情があるものとする。(第 4 図)ところで下流にある養魚場の水質などの関係で後者の水系の酸性の水(約 7 MW 相当)を中和するため, 前者の水系から



第 4 図

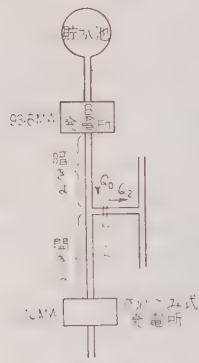
から常時 16 MW 相当の水を流しておく必要があり, 結局, 全体として約 23 MW 分の水を常時放流しておかなければならないので, 最大出力 68.0 MW との差額分約 45 MW の出力変動しか許容できないこととし, その他の事情も勘案して欲しい調整容量は 40 MW 程度と考える。

一方, A 発電所の出力変化速度については, これを規定する最大のものは調速機の応答性能で GM に操作信号を加えてから出力変化までの遅れにより最大 +132 MW/min の出力変化しかできないものと考え。調速機関係ではこのほかの点については特に問題はないものとする。

水力発電所を調整発電所として用いる場合は, 調速機のほかにサージタンクの共振の問題があるが, この A 発電所では ± 26 MW の負荷変化を与えても水位変動の点で心配はないことがわかっているの, いまの場合この点からの問題はないものとする。

以上のような点から A 発電所の調整能力としては, A 発電所: 出力変化量 40 MW, 出力変化速度 ± 132 MW/min とする。

(4・2) **B 発電所** B 発電所の最大出力は 93.6 MW で 3 台の発電機からなっているが、第 5 図に示すように下流に流れこみ式発電所(出力約 10 MW)が連接されている。B 発電所からこの流れこみ式発電所にいたる水路は途中までは暗きょ^{*}でできているが、それ



第 5 図

から以後は開きょ^{*}になっており発電機 2 台までは全負荷運転が可能であるが、発電機 3 台を同時運転すると溢水するおそれがある。このため途中にゲートを設けて発電所で 3 台運転している場合は、余分の水を隣接の河川に放流するようにしているが、このゲートの制御は B 発電所からの電話連絡で手動調整しているの

で、B 発電所の負荷を変動させる場合は最大限 2 台の発電機出力分しか許容できないものとし、ゲート制御の点から規定される調整容量は約 63 MW とする。

もっとも同発電所は、1, 2 号機を軽負荷(各約 3 MW ずつ)運転した場合、ドラフト内にキャビテーションを生じ、発電機水車に常時振動が発生することが認められているので、最小限 3 MW 以上、約 5 MW 程度の負荷をかけておくことが望ましく、この点から前述の調整容量も若干減らさなければならなくなるものとする。

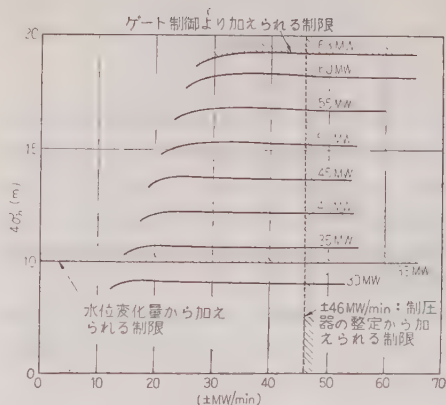
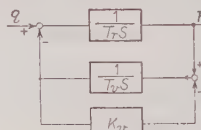
次に機器の応動性からみた同発電所の出力変化速度であるが、この B 発電所でもっとも問題となると思われる制圧器の動作状態からみると、出力変化速度は $\pm 46 \text{ MW/min}$ をこえると制圧器が動作してしまうので、一応この値が B 発電所の出力変化速度を規定する一要素になると考える。

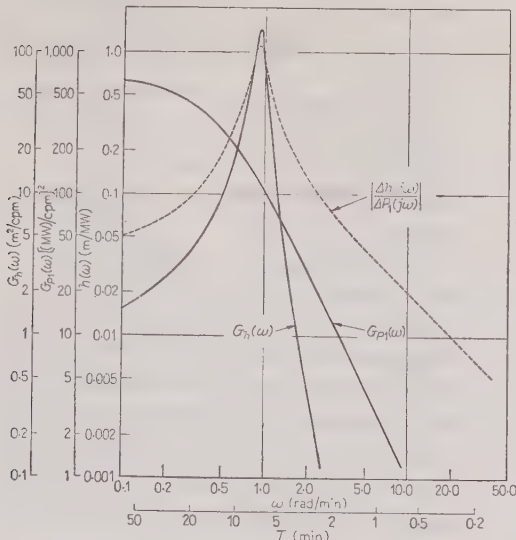
最後に問題となるのは同発電所サージタンクの水位変動から与えられる制限であるが、(1) 式で与えられるランダムな負荷変化を加えた場合の水位変動のスペクトル $G_h(\omega)$ は

$$G_h(\omega) = \left| \frac{4h(j\omega)}{\Delta P_i(j\omega)} \right|^2 G_{P_i}(\omega) \dots\dots\dots (11)$$

で与えられるので、*種々の出力変化量 ($4\sigma_{P_i}$) と出

* 単動形サージタンクをもつ水理系の水車流入流量 (q) と、サージタンクの水位変化量 (h) の間の構成図は右図のように表わされる。



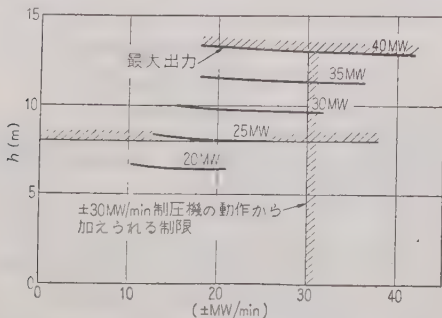


第 8 図 B 発電所における水位変化のスペクトル

せているが、特にこの共振点付近の負荷を取らせないようなくふうを施して、利用可能な調整容量を増大させるのも今後に残された問題の一つであろう。

(4.3) **C 発電所** C 発電所の最大出力は約 40 MW で A 発電所や B 発電所のように水系上の理由によって調整容量が制限されることはないが、この発電所で問題になるのは、一つはサージタンク水位の問題で、他の一つは B 発電所と同じく制圧機の動作によって出力変化速度に制限が加えられることである。

まず制圧機については、出力変化速度が ± 30 MW/min をこえると動作してしまうので、これが出力変化速度の一つの上限となる。また(8)式



第 9 図 ランダムな負荷変化を行った場合の C 発電所の水位変化量

で定められるようなランダムな負荷をとった場合の水位変化を計算すると、($T_r=1.60$ min, $T_v=2.2$ min, $K_v=0.463$

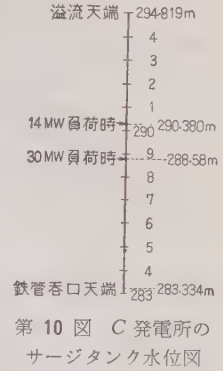
と仮定) 第 9 図のようになる。

なおこの場合出力変化速度(MW/min)を変えても水位変化にはあまり影響がないのは、B 発電所の場合と同様である。

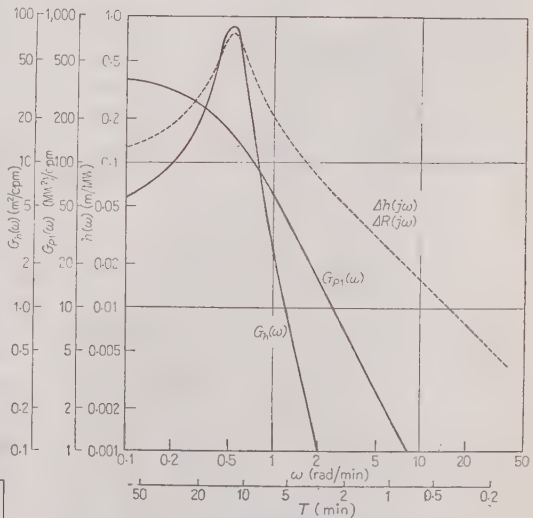
第 11 図はこの場合の水位変化量のスペクトルを示したもので、第 8 図の B 発電

所の場合と同じく著しい共振特性をみせている。

上述のことから C 発電所の制御能力は、C 発電所：出力変化量 25 MW、出力変化速度 ± 30 MW/min となる。



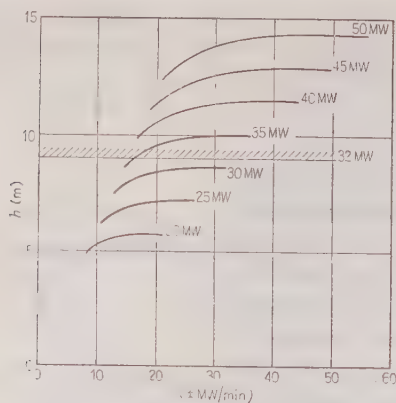
第 10 図 C 発電所のサージタンク水位図



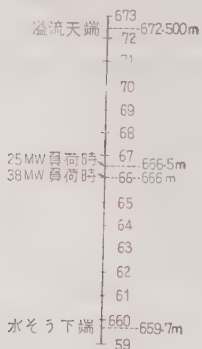
第 11 図 C 発電所における水位変化のスペクトル

(4.4) **D 発電所** D 発電所は最大出力 50 MW であるが、この発電所の制御能力を規定するのはサージタンクの水位変動で、ランダムな負荷を取らせた場合のサージタンクの水位変化を求めると第 12 図のようになる。($T_r=1.00$ min, $T_v=0.522$ min, $K_v=0.102$ と仮定)

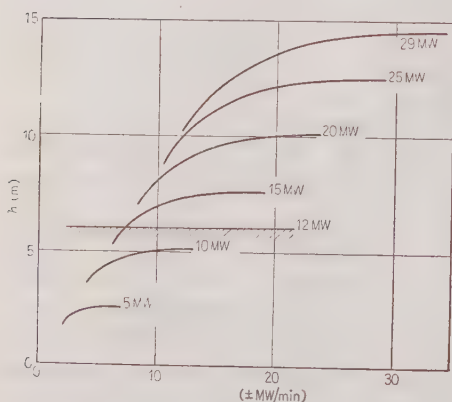
前と同じく第 13 図の水位図と比較して水位変化幅を ± 4.5 m 計 9 m とすれば、出力変化量はほぼ 32 MW まで許せることになる。



第 12 図 ランダムな負荷変化を加えた
場合の D 発電所の水位変化量



第 13 図 D 発電所の
サージタンク水位図



第 14 図 ランダムな負荷変化を加えた
場合の E 発電所の水位変化量

(4.5) E 発電所 最大出力は 29 MW で種々の
事情は D 発電所と同様であるが、ランダムな負荷をと

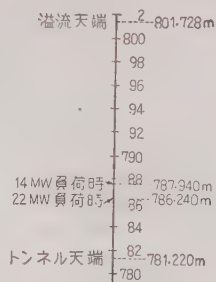
らせた場合のサージタンクの水位変化は第 14 図の
ようになり、($T_r=0.383$ min, $T_v=0.500$ min, $K_v=0.192$
と仮定)第 15 図のサージ
タンク水位図と比較して
水位変化幅を ± 3 m 計 6
m に押えたとすると、出
力変化量は 12 MW 程度
まで許せることになる。

(4.6) F 火力発電所

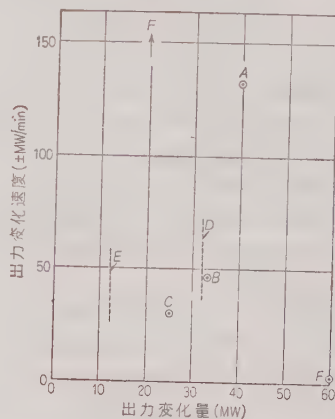
F 火力発電所 (125 MW
 $\times 2 = 250$ MW) について
の応動特性はドラムレベ
ルの点からも ± 10 MW
程度なら瞬時的に変化し

てもさしつかえなく、またミルの動作特性の点から
60 MW 程度の負荷変化量に対しては 2 MW/min 程
度の出力速度しか許せないことがわかっているものと
する。

以上に述べたように第 2 図もしくは (1) 式で与えら
れる負荷変動に対して、各発電所に許しうる出力変化
量とその出力変化速度を記すと、第 16 図および第 1



第 15 図 E 発電所の
サージタンク水位図



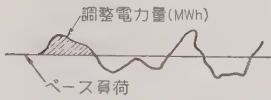
第 16 図 各発電所の制御能力
(第 2 図の負荷変動に対する場合)

第 1 表 各発電所の制御能力

	最大出力 (MW)	出力 変化量 (MW)	出力変化 速度 (MW/min)	水位 変化量 (m)	制限条件	変動電力量 の平均値 (MWh)
A	68.0	40.0	± 132	—	水系, GM	0.0633
B	93.6	33.0	± 46	± 5.0	水系, 制圧機 サージタンク	0.1235
C	40.0	25.0	± 30	± 4.0	制圧機, サージタンク	0.1085
D	50.0	32.0	—	± 4.5	サージタンク	—
E	29.0	12.0	—	± 3.0	サージタンク	—
F	250	20 60	± 2 ± 8	—	ドラムレベル ミル	9.4000

表のようになる。

なお、各発電所がランダムな負荷変化に対してそれぞれの応答を行っているときは、たとえば第 17 図のように平均のベース負荷のまわりに出力が変動しているわけであるが、この間に出入する電力量 (MWh)



第 17 図

も時間的にたえず変化している。この値の大小は火力発電所においては発電所の熱容量の大きさと制御能力との関係に影響をおよぼすものであり、水力発電所においても使用水量の変動がどの程度になるかを示す値になるので、この調整電力量の平均値がどうなるかを調べてみた。計算の結果によるとこの変動電力量 (MWh) の平均値は出力変化量 σ_{P1} (MW) と、出力変化速度 $\sigma_{P1'}$ (MW/min) のみによって決まり次式で与えられることになる。

$$\langle \text{MWh} \rangle_{AV} = \frac{\sqrt{2\pi} \sigma_{P1}^2}{60 \sigma_{P1'}} \quad \dots\dots\dots (12)$$

第 1 表最右欄に示したのはこの値である。

5. 各調整発電所を用いた場合の 周波数の制御限界

上に述べたところにより、一応調整発電所の制御能力について目安がつけられたので、これら各発電所を適当に組み合わせで第 2 図に示したような負荷変化を吸収させた場合、どの程度まで周波数変化が低減できるかについて (7) 式を中心にして解析を進めることにする。

その前に調整発電所が全く調整を行わない場合に、第 2 図のように負荷変動によって生ずる周波数偏差はどのくらいになるかを吟味しておく。システムの電力周波数特性の時間的な遅れは第 2 図のように周波数帯域では充分無視しうるものと考えてよいから、モデルシステムの系統定数を 1.2% MW/0.1 c/s (負荷容量に対し) とすると第 2 図の全負荷容量は、

$$4 \sigma_{PL} = 170 \text{ MW} \quad \dots\dots\dots (13)$$

となって負荷容量 3,000 MW のときの周波数偏差は、

$$\sigma_{df0} = 0.118 \text{ c/s} \quad \dots\dots\dots (14)$$

すなわち約 $\pm 2 \sigma_{df0} = \pm 0.236 \text{ c/s}$ の周波数変化があることになる。

実際の負荷変動は第 2 図に記したような成分だけでなく、比較的低速の発電所で吸収されるべきもっと低周波の負荷変動成分があるから、第 1 図の (d) の部分に相当する吸収されずに残ってもよい負荷変動分のう

ちの約半分を第 2 図に記した負荷変動分の中に残しておいてもよいとすると、全体の周波数偏差を $\pm 0.1 \text{ c/s}$ 内におさめるには、第 2 図の負荷に対しては $1/\sqrt{2} \times (\pm 0.1 \text{ c/s}) = \pm 0.07 \text{ c/s}$ 程度になるまで吸収しなければならないことになる。この点から考えると (7) 式の a なる値については

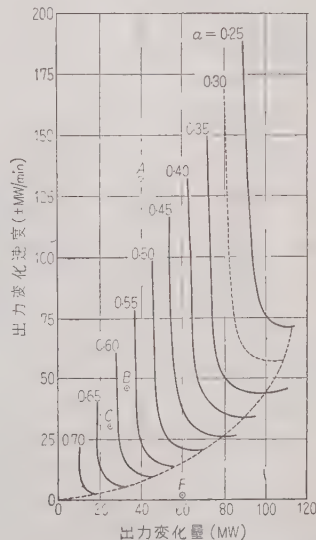
$$a = \frac{\pm 2 \sigma_{df}}{\pm 2 \sigma_{df0}} = \frac{\pm 0.07 \infty}{\pm 0.236 \infty} \approx 0.3 \dots\dots (15)$$

なる値がわれわれの調整の目的になる。

以上のことを念頭において、各発電所を用いた場合の周波数制御限界がどうなるかについて述べることにする。

(5・1) A 発電所とその他の発電所を 1 個所調整に用いた場合 第 18 図は A 発電所の他にもう 1 個所の発電所 X を用いて調整を行わせた場合のこの X 発電所の制御能力と、周波数偏差の低減量の関係を示す図である。これをみると a を 0.3 以下におさめるためには、図中破線で示した範囲以上の制御能力をもった発電所でなければならないことになり、前記各発電所のいずれを用いても 1 個所では所期の目的を達成できないことが明らかである。

(5・2) その他の各発電所の組み合わせで調整を行った場合 第 18 図～第 24 図は次に述べるように各発電所を組み合わせた場合の周波数変化低減量と、その他の X 発電所の制御能力との関係を示したものである。



第 18 図 A 発電所および他の 1 発電所 X で制御を行った場合の周波数偏差低減量

第 18 図 $A+X$ ($X=0$ のとき

$$a=0.765, 4\sigma_{sf}=0.181)$$

第 19 図 $B+X$ ($X=0$ のとき

$$a=0.809, 4\sigma_{sf}=0.191)$$

第 20 図 $C+X$ ($X=0$ のとき

$$a=0.855, 4\sigma_{sf}=0.202)$$

第 21 図 $B+A+X$ ($X=0$ のとき

$$a=0.574, 4\sigma_{sf}=0.135)$$

第 22 図 $C+B+X$ ($X=0$ のとき

$$a=0.665, 4\sigma_{sf}=0.157)$$

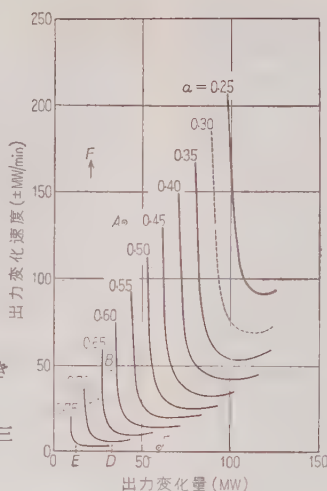
第 23 図 $A+C+X$ ($X=0$ のとき

$$a=0.621 \pm 2\sigma_{sf}=0.147)$$

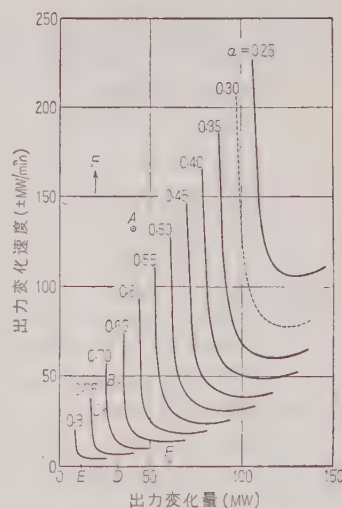
第 24 図 $C+B+A+X$ ($X=0$ のとき

$$a=0.4325 \pm 2\sigma_{sf}=0.102)$$

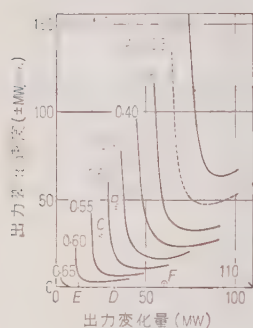
これらの図により観察しうることの二三を記すと、次のようになる。



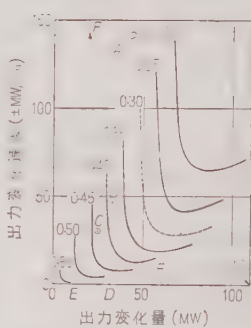
第 19 図 $B+X$



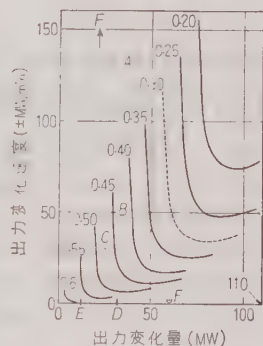
第 20 図 $C+X$



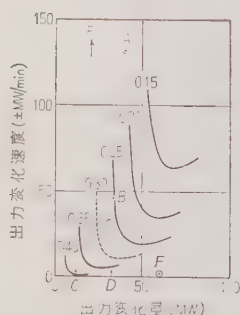
第 21 図 $A+B+X$



第 22 図 $C+B+X$



第 23 図 $C+A+X$



第 24 図 $A+B+C+X$

もまだ $\pm 2\sigma_{sf}$ を 0.07 c/s 以内におさめることはむずかしいが、D 発電所が出力変化量 32 MW、出力変化速度 11 MW/min 以上許せば、この 4 個所の発電所で周波数偏差を所期の制限値内におさめることが可能であ

(a) 第 1 表に掲げた発電所のうち 2 個所もしくは 3 個所だけではいかなる組み合わせによっても所期の目的を達することはできない。(第 18 図～第 23 図)

(b) A, B, C の 3 個所の発電所を同時に使用して

る。(第 24 図)

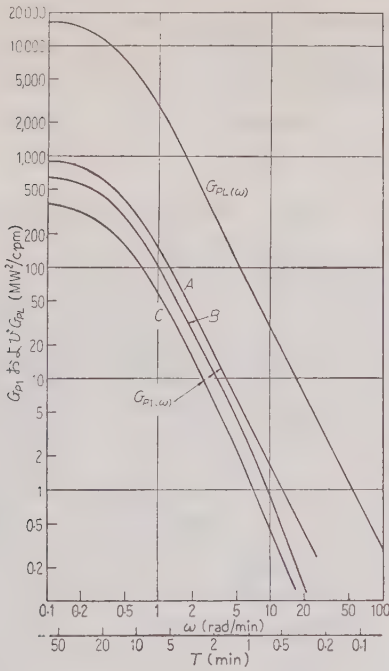
(c) 火力発電所については、第 1 表に掲げた F 発電所の特性のみからでは、なんとも判断の下しようがないが、60 MW、 ± 2 MW/min ではあまり応答速度がおそすぎ、また 20 MW のときは c/s・MW/min ほどの出力変化速度は不要である。むしろこの二つの中間の出力変化量と中程度の出力変化速度をもつ発電所が必要になる。

(d) 総じて上掲の図からみてわかるように現在手持ちの発電所では、出力の変化速度に不足を感じるよりも出力の許容変化幅のほうが致命的になっている。

6. 各調整発電所の調整電力スペクトルと

吸収されずに残った
負荷変動のスペクトル

(10) 式からわかるように、各発電所の出力変化量



第 25 図

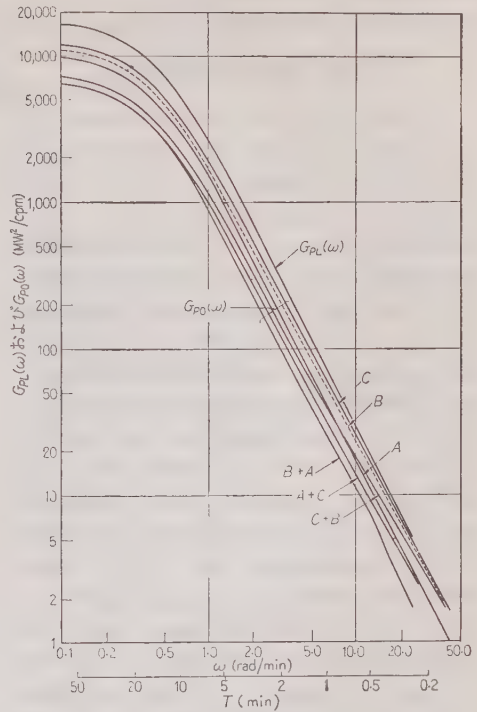
(MW) 出力変化速度 (MW/min) および負荷変動のスペクトルが与えられれば、各発電所で出す調整電力のスペクトルも決まってしまう、したがってまた吸収されずに残される負荷変動（この変動分が周波数変化となって現われる）のスペクトルも決定されることになる。

第 25 図は各調整発電所の調整電力のスペクトルを表すものであり、第 26 図は吸収されずに残った負荷変動 P_0 のスペクトルを表すものである。図から明らかとおり、調整発電所が増加してゆくにつれて、吸収されずに残される負荷変動分も小さくなってゆくが、この傾向は主として比較的低周波分で顕著なことがわかる。

7. 調速機運転発電所の調速機改善による効果

システムの周波数制御にはシステムの電力-周波数特性、なかでもその静特性たる系統定数 (MW/0.1 c/s) の値が大きな影響をもってくることは明らかである。

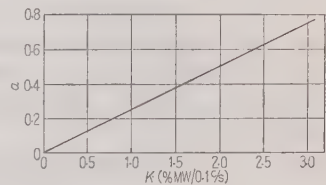
システムの系統定数は系統負荷の自己制御特性のほか、水火力の調速機運転に頼っている部分も小さくない。したがってこれらの調速機の特性を改善すれば系統の調整エネルギーも増大し、AFC も楽になるのは当然



第 26 図

であるが、この系統定数をどの程度改善すれば周波数偏差がどれくらい小さくなるかについて考えてみることにする。

(7) 式の a なる値は無調整時の周波数偏差にくらべ AFC によってどのくらいまで周波数が低減できるかを示すもので、前にはシステムの系統定数として 1.2 % MW/0.1 c/s なる値を用いたため、第 18 図～第 24 図でも $a=0.3$ という値が目標となったのであるが、系統の調整エネルギーの値が増加すれば、 a の値も大きくなってよいことになる。系統の調速機を改善してこの系



第 27 図

統定数を増加させた場合に、この a の値がどれくらいになるかを示すと第 27 図のようになる。

一例として、もし調速機を改善して系統の調整エネルギーを 2 % MW/0.1 c/s に増加させたとすると、 $a=0.5$ が制御目標となるから、第 24 図に示したように A, B 発電所のほかに C 発電所を使用すれば a

≈ 0.43 となり、所期の目的は充分果せることになる。

8. AFC 実施上の関連諸問題

(1) 本稿で述べたのは AFC 発電所に分担させるべき負荷変動として、第 2 図のように単純マルコフ形にしたのであるが、実際にはもっとたくさんの低周波分が含まれていることを忘れてはならない。しかしこの領域の負荷吸収は単に AFC だけを考慮しては解決できない問題で、必然的に負荷予想を加味した給電操作方式と、系統の経済的運用ということがらと関連をもって来る。15 min 以上の長周期成分の中で第 2 図に含まれる負荷変動以外の変動分を処理するとすれば、さらに大きな調整容量が必要になるものと考えなければならない。これらの負荷変動分を AFC で吸収するには、変動周期が長いことから当然積分制御を行わなければならないと思われるが、このような負荷変化を吸収するには、必ずしも今まで述べたような高速のレスポンスの調整発電所は必要でなくなり、必要な調整容量だけあれば充分ということになる。

(2) 上に詳しく検討したように第 1 図のような負荷を取らせる場合には、水力発電所のサージタンクの水位変動が大きな制約になって、たとえば C 発電所などでは、水位変動さえ問題にならないければ、40 MW の調整容量があるのに水位変動のため 25 MW しか使えず、残りの 15 MW は遊んでしまうことになる。

この点に対する解決策としては次の二つの方法が考えられ、いずれの方法をとるかは今後さらに検討を重ねる必要があると考えている。

(a) 中央制御方式などを採用する場合に、各水力発電所に送る操作信号からサージタンクの共振周期付近の成分を取り除き、サージタンクの共振を起させないようにする。

(b) (a) のような共振周期成分はとりのぞかずに、たとえば C 発電所の場合のように使えずに余った 15 MW 分の調整容量は、低周波分の負荷を吸収するため積分制御などに利用し、水位の変動には特に影響を与えないようにする。

(3) 上に扱った負荷変動は負荷容量 3,000 MW

の系統で起りうると考えられる場合のうちで、かなり条件の悪い場合を仮想しているが、実際にはもっと楽な場合もあるので、具体的な計画をたてるときには、これらのことを比較考慮する必要があると思われる。

9. 結 言

本論文は、数個所の AFC 調整発電所を並列運転する場合の負荷分担の問題について論じたものであるが、まず発電所の制御能力を許容出力変化幅と許容出力変化速度の二つのパラメータで表現して、この制限条件をはずれない範囲で周波数偏差を最小にすることを目標として、各発電所への負荷分担を理論的に検討した。その結果、調整発電所の数がいくつあっても各発電所で分担すべき負荷変動成分は、その発電所だけの制御能力によって決められてしまう〔(10)式〕ことを結論し、同時にこの場合、周波数偏差がどの程度まで減少しうるかについても明らかにした。〔(7)式〕具体例として、負荷容量約 3,000 MW のモデル系統を例にとり、各調整発電所の制御能力を水系運用、サージタンク水位変動、調速機応答性などの点から規定し、(第 1 表) 調整発電所の組み合わせによって得られる周波数偏差低減量を示し、(第 18 図～第 24 図) AFC を実施した場合の制御限界を理論的に明らかにした。併わせて、具体的に AFC を実施する場合の諸問題に対して考察を試みた。

終りに本研究は、東京大学工学部福田節雄教授の指導のもとに行われたものであり、ここに深く謝意を表する。

また、調整発電所の制御能力、そのほかの諸資料に関し有益なご助言を与えられた、東京電力工務部給電課諸氏に深く感謝する。(昭和 35 年 5 月 26 日受付、同 9 月 27 日再受付)

文 献

- (1) N. Wiener: Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series Chap IV (1950) John Wiley
- (2) 関根：電学誌 77, 1220 (昭 32)
- (3) 関根：電学誌 78, 1078 (昭 33)
- (4) 福田・関根：昭 33 連大 543
- (5) 関根：電学誌 81, 51 (昭 36) 本号

制御系の統計的設計法に対する多重確率

資料・論文

36-7

過程予測理論の一応用*

正員 関 根 泰 次†

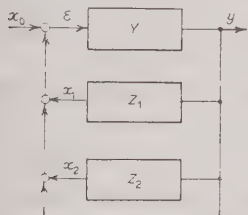
ま え が き

制御系が、確率的に変動する入力量に対して、最適応答を示すように設計する方法は、いまでもいくつか考案され、それぞれ大きな成果をあげているが、制御機器の制御能力を考慮にとって、その限界内で誤差量を最小にするために制御系の応答特性をいかに選ぶべきかということはあまり論じられていない。

新たに制御系を作る場合、その制御目的にあうような能力をもった制御機器を使えばよいのであるが、既設の設備を使ったり、あるいは利用しうる制御機器の能力に限界があるような場合⁽²⁾は、従来の方法はそのまま使えないことが多い。本論文は、定値制御系を例にとり、制御機器の出力変動幅と、その変化速度に制限がある場合に、その限界内で制御偏差量を最小にするにはいかに制御系を設計すべきかを多重確率過程予測理論を用いて理論的に解析したものである。

1. 問題の説明

定値制御系を設計する場合に、一般に行われている方法は、(1)ある決められた形の入力に対し、(2)所定の偏差量もしくは目的量が、われわれの希望する範囲内におさまるよ



第 1 図

う、(3)制御系 Z_1, Z_2, \dots を設計するという手順をとる。(第 1 図参照) 制御系 Z_1, Z_2, \dots などが自由に選べしかも物理的にもなんらの制限が加

い場合もある。

これから述べようとするのも、このような場合に制御系をいかにして設計したらよいかということで、簡単に表わせば次のようになる。

「第 1 図の定値制御系において、外乱量 $x_0(t)$ がある定常確率過程で表わされると、制御機器の出力 x_1, x_2, \dots もしくはその微分値積分値などに関連する諸量の大きさ (たとえば $\sigma_{x_1}, \sigma_{x_1'}, \sigma \int x_1 dt$ など) がある一定値以下に押えつつ、出力 y を最小にするには、 Z_1, Z_2, \dots などの伝達関数をいかに選ばよいか」

この問題は入力外乱量は一つであるが、 n 個の制限条件に対応して、 n 次元積分方程式に導くことができ Wiener 氏のたてた多重時系列の予測理論の一応用という形にまとめ上げることができる。

2. Wiener 氏の多重定常時系列予測理論

順序としてまず Wiener 氏の多重定常時系列予測理論を述べる。⁽¹⁾

(2.1) 記号

$f_k(t)$ ($1 \leq k \leq n$): 信号 (1)

$g_k(t)$ ($1 \leq k \leq n$): 雑音 (2)

$\varphi_{ik}^{mm}(t) = E\{f_i(t+\tau)\overline{f_k(\tau)}\}$:
信号間の相互相関 (3)

$\varphi_{ik}^{dd}(t) = E\{g_i(t+\tau)\overline{g_k(\tau)}\}$:
雑音間の相互相関 (4)

$\varphi_{ik}^{md}(t) = E\{f_i(t+\tau)\overline{g_k(\tau)}\}$:
i 信号と # k 雑音の相互相関 (5)

$\varphi_{ik}(t) = \varphi_{ik}^{mm}(t) + \varphi_{ik}^{md}(t) + \varphi_{ik}^{md}(-t) + \varphi_{ik}^{dd}(t)$:
i 情報と # k 情報の相互相関 (6)

$\chi_{ik}(t) = \varphi_{ik}^{mm}(t) + \varphi_{ik}^{md}(t)$ (7)

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{ik}(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \varphi_{ik}(t):$$

(6) 式の周波数スペクトル (8)

* Application of Multiple Random Variable Prediction Theory to the Statistical Design of Control Systems. By Y. SEKINE, Member (Faculty of Engineering, University of Tokyo).

† 東京大学工学部

$$-\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X_i(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \chi_i(t) :$$

(7) 式の周波数スペクトル (9)

$$\Phi_{ik}(\omega) = \overline{\Phi_{ki}(\omega)} \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$\Phi(\omega) = \|\Phi_{ik}(\omega)\| \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$\Phi_{ii}(\omega) = \|\Psi_i(\omega)\|^2, \Phi(\omega) = \|\Psi(\omega)\|^2 \dots\dots (12)$$

ここで $\Psi_i(\omega)$, $\Psi(\omega)$ は ω の下半分において零点も特異点もないものとし、かつ無限遠点において有限なるものとする。

(2.2) 最適予測器の設計 ここで問題にするのは次のような命題である。

$[f_1(t) + g_1(t), f_2(t) + g_2(t), \dots, f_n(t) + g_n(t)]$ に線形演算を施して $f_1(t + \alpha)$ を予測するには、この線形演算子 $K_k(\tau)$ をいかに選べば、その二乗平均誤差がもっとも小さくなるか。形式的には次の M なる値を最小にすることに帰着する。

$$\begin{aligned} M &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \{f_1(t + \alpha) - \sum_{k=1}^n \int_0^\infty \{f_k(t - \tau) \\ &\quad + g_k(t - \tau)\} dK_k(\tau)\}^2 dt \\ &= \varphi_{11}^{mm}(0) - 2R \left\{ \sum_{k=1}^n \int_0^\infty \{\varphi_{1k}^{mm}(\alpha + \tau) \right. \\ &\quad \left. + \varphi_{1k}^{md}(\alpha + \tau) \overline{dK_k(\tau)}\} \right\} \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \int_0^\infty dK_i(\sigma) \int_0^\infty \overline{dK_k(\tau)} \{\varphi_{ik}^{mm}(\tau - \sigma) \\ &\quad + \varphi_{ik}^{md}(\tau - \sigma) + \varphi_{ik}^{md}(\sigma - \tau) + \varphi_{ik}^{dd}(\tau - \sigma)\} \\ &= \varphi_{11}^{mm}(0) - 2R \left\{ \sum_{k=1}^n \int_0^\infty \chi_k(\alpha + \tau) \overline{dK_k(\tau)} \right\} \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \int_0^\infty dK_i(\sigma) \int_0^\infty \overline{dK_k(\tau)} \varphi_{ik}(\tau - \sigma) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (13)$$

いま

$$\chi_k(\alpha + \tau) = \sum_{i=1}^n \int_0^\infty \varphi_{ik}(\tau - \sigma) dQ_i(\sigma) \quad (\tau > 0) \quad \dots\dots\dots (14)$$

とおけば

$$\begin{aligned} M &= \varphi_{11}^{mm}(0) - 2R \left\{ \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \int_0^\infty dQ_i(\sigma) \right. \\ &\quad \left. \times \int_0^\infty \varphi_{ik}(\tau - \sigma) \overline{dK_k(\tau)} \right\} \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \int_0^\infty dK_i(\sigma) \int_0^\infty \varphi_{ik}(\tau - \sigma) \overline{dK_k(\tau)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \varphi_{11}^{mm}(0) - \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \int_0^\infty dQ_i(\sigma) \\ &\quad \times \int_0^\infty \varphi_{ik}(\tau - \sigma) \overline{dK_k(\tau)} \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \int_0^\infty d[Q_i(\sigma) - K_i(\sigma)] \\ &\quad \times \int_0^\infty \varphi_{ik}(\tau - \sigma) d[\overline{Q_k(\tau)} - \overline{K_k(\tau)}] \\ &= \varphi_{11}^{mm}(0) - \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \int_0^\infty dQ_i(\sigma) \\ &\quad \times \int_0^\infty \varphi_{ik}(\tau - \sigma) \overline{dK_k(\tau)} \\ &\quad + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \left| \sum_{i=1}^n \int_0^\infty [f_i(t - \tau) + g_i(t - \tau)] \right. \\ &\quad \left. \times d[Q_i(\tau) - K_i(\tau)] \right|^2 dt \geq \varphi_{11}^{mm}(0) \\ &\quad - \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \int_0^\infty dQ_i(\sigma) \int_0^\infty \varphi_{ik}(\tau - \sigma) \overline{dK_k(\tau)} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (15)$$

上式より明らかなように、 M を最小とするには

$$K_i(\tau) = Q_i(\tau) \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad \dots\dots (16)$$

とすればよい。したがってわれわれとしては (14) 式を解いて $Q_i(\tau)$ を定めればよいことになる。

(2.3) (14) 式の積分方程式の解法 さて $\tau > 0$ のとき

$$h_k(\tau) = \chi_k(\alpha + \tau) = \sum_{i=1}^n \int_0^\infty \varphi_{ik}(\tau - \sigma) dQ_i(\sigma)$$

が零になるためには、 $h_k(t)$ のフーリエ変換 $H_k(\omega)$ が ω -平面の上半分で特異点のないことが必要である。すなわち

$$X_k(\omega) e^{j\alpha\omega} - \sum_{i=1}^n \Phi_{ik}(\omega) q_i(\omega) = H_k(\omega) \quad (k=1, \dots, n) \quad \dots\dots\dots (17)$$

これを $q_1(\omega)$ について解けば、

$$\begin{aligned} \Phi(\omega) q_1(\omega) &= \\ \begin{vmatrix} X_1(\omega) e^{j\alpha\omega} - H_1(\omega), & \Phi_{21}(\omega) \dots\dots \Phi_{n1}(\omega) \\ X_2(\omega) e^{j\alpha\omega} - H_2(\omega), & \Phi_{22}(\omega) \dots\dots \Phi_{n2}(\omega) \\ \vdots & \vdots \\ X_n(\omega) e^{j\alpha\omega} - H_n(\omega), & \Phi_{2n}(\omega) \dots\dots \Phi_{nn}(\omega) \end{vmatrix} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (18)$$

$\|\Phi_{ij}(\omega)\|$ における $\Phi_{ij}(\omega)$ の余関数を $F_{ij}(\omega)$ とすれば

$$\Phi(\omega) q_1(\omega) = \sum_{i=1}^n [X_i(\omega) e^{j\alpha\omega} - H_i(\omega)] F_{1i}(\omega) \quad \dots\dots\dots (19)$$

または

$$\Phi(\omega)q_1(\omega) = \sum_1^n X_i(\omega)e^{-j\alpha\omega} - F_{1i}(\omega) \\ + \sum \frac{A_{\mu\nu}}{(\omega - \omega_\nu)^\mu} + H(\omega) \dots (20)$$

ここで $H(\omega)$ は、 ω のべき級数で、 ω の上半分には特異点をもたない。また ω_ν は、 ω の上半平面における $F_{1i}(\omega)$ の特異点で、 μ より大きい次数はもたないものとする。

(14) 式の $Q_i(\tau)$ が物理的に実現可能であるためには (20) 式の $q_1(\omega)$ が ω の下半分に特異点をもたないことが必要で、(20) 式は次式のようになる。

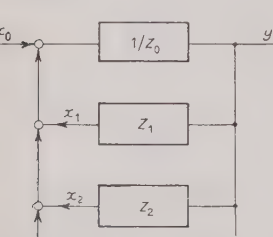
$$\Psi(\omega)q_1(\omega) = \sum_1^n \frac{X_i(\omega)e^{j\alpha\omega}F_{1i}(\omega)}{\Psi(\bar{\omega})} \\ + \sum \frac{B_{\mu\nu}}{(\omega - \omega_\nu)^\mu} + H_1(\omega) \dots (21)$$

ここに $H_1(\omega)$ は、 ω のべき級数で、 ω の上半分には特異点をもたない。また上式の左辺は、 $\Psi(\omega)$ は ω の下半分において零点も特異点ももたないので、上式の右辺のうち ω の下半分に特異点をもたない成分のみに着目し、 $q_1(\omega)$ を選べばよい。このようにして求めた $q_1(\omega)$ が (2・2) 節に述べた最適予測器を与えることになる。

3. 制御機器の制御能力と最適負荷分担

さて、定値制御系においていくつかの機器を制御機器として使用する場合に、その制御能力の限界内で制御量偏差をどの程度まで押えられるか、またこれを実現するには制御系をいかにすればよいかについて考えてみる。

まず制御機器の制御能力ということであるが、実際の機器では、種々の要求から制限がうまれてくる。こ



第 2 図

こでは簡単に各制御機器に許容しうる出力変化幅 ΔP と、その出力変化速度 dP/dt に対してある制限を設け、その他の種々の制約はすべてこの二つの量に換算して考えることにする。

このように条件を規定すれば、1 章で述べた問題は次のようになる。「第 2 図のような制御系で定常外乱 x_0 が与えられたとき、次の制御機器の出力変動量 σ_{x_1} (出力 x_1 の標準偏差) を応答速度の変動量 $\sigma_{x_1'}$ (出力の変化率 dx_1/dt の標準偏差) を一定に保ったまま制

御量偏差 σ_y (制御量偏差の標準偏差) を最小にするには、各制御機器の制御伝達関数 Z_1, Z_2, \dots , をいかに選べばよいか、またこの場合の制御量の制御限界はどのようなか」

この問題は結局 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \mu_1, \mu_2, \dots$ を未定係数として次の n 次元変分方程式を解くことに帰着する。

$$J = \sigma_{x_1}^2 + \lambda_1 \sigma_{x_1'}^2 + \mu_1 \sigma_{x_1''}^2 + \lambda_2 \sigma_{x_2}^2 + \mu_2 \sigma_{x_2'}^2 + \dots \dots \dots (22)$$

ここに

$$\sigma_{x_1}^2 = -\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |Z_1(j\omega)|^2 \left| \sum_{k=1}^n Z_k(j\omega) \right|^2 G_{x_0}(\omega) d\omega \dots \dots \dots (23)$$

$$\sigma_{x_1'}^2 = -\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \omega^2 |Z_1(j\omega)|^2 \left| \sum_{k=1}^n Z_k(j\omega) \right|^2 G_{x_0}(\omega) d\omega \dots \dots \dots (24)$$

$$\sigma_y^2 = -\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty G_{x_0}(\omega) \left| \sum_{k=1}^n Z_k(j\omega) \right|^2 d\omega \dots (25)$$

ここに $G_{x_0}(\omega)$ は外乱 x_0 の変動スペクトルである。さていま、

$$U_i(j\omega) = \frac{Z_i(j\omega)}{\sum_{k=1}^n Z_k(j\omega)} \dots \dots \dots (26)$$

とおけば (23)~(25) 式は次のようになる。

$$\sigma_{x_1}^2 = -\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |U_1(j\omega)|^2 G_{x_0}(\omega) d\omega \dots \dots (27)$$

$$\sigma_{x_1'}^2 = -\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \omega^2 |U_1(j\omega)|^2 G_{x_0}(\omega) d\omega \dots (28)$$

$$\sigma_y^2 = -\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \frac{1}{|Z_0|^2} \left| 1 - \sum_{k=1}^n U_k(j\omega) \right|^2 G_{x_0}(\omega) d\omega \dots \dots \dots (29)$$

したがって (27)~(29) 式を (22) 式に代入すれば

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \left[\left| 1 - \sum_{k=1}^n U_k(j\omega) \right|^2 \frac{G_{x_0}(\omega)}{|Z_0|^2} + \sum_{k=1}^n |U_k(j\omega)|^2 (\lambda_k + \mu_k \omega^2) G_{x_0}(\omega) \right] d\omega \dots \dots \dots (30)$$

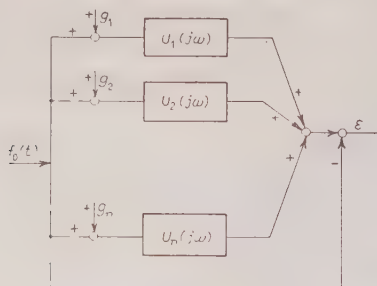
いま

$$G_{f_0}(\omega) = \frac{G_{x_0}(\omega)}{|Z_0|^2} \dots \dots \dots (31)$$

$$G_{gk}(\omega) = (\lambda_k + \mu_k \omega^2) G_{x_0}(\omega) \dots \dots \dots (32)$$

とすれば (30) 式は

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \left[\left| 1 - \sum_{k=1}^n U_k(j\omega) \right|^2 G_{f_0}(\omega) + \sum_{k=1}^n |U_k(j\omega)|^2 G_{gk}(\omega) \right] d\omega \dots \dots \dots (33)$$



第 3 図

となるので、 J を最小にする問題はちょうど第 3 図のように $f_0 + g_1, f_0 + g_2, \dots, f_0 + g_n$ なる雑音を混入した信号から $U_1(j\omega), U_2(j\omega), \dots, U_n(j\omega)$ なる伝達関数をもった線形フィルタを用いて f_0 なる信号をろ波しその平均誤差 σ_{ϵ}^2 を最小にする問題になって、前述の“予測ろ波”の問題に帰着する。

なお、(33)式の J を最小にする $U_k(j\omega)$ を選ぶ場合には、 $Z_k(j\omega)$ が物理的に実現可能、したがって $U_k(j\omega)$ が物理的に実現可能ということが必要となる。

この解法は、すでに 2 章で述べているので、ここでは 2 機系および一般の場合について次の簡単な例をとり、結果のみを記すことにする。

$$Z_0 = 1/K = \text{const} \quad (34)$$

$$G_{x_0}(\omega) = 4\alpha\sigma_{x_0}^2/(\omega^2 + \alpha^2) \quad (35)$$

4. 2 機 系 の 場 合

この場合、

$$\begin{aligned} G_{f_0}(\omega) &= \frac{4\alpha\sigma_{x_0}^2}{\omega^2 + \alpha^2} K^2 = F\{\varphi_{11}^{mm}(t)\} \\ &= F\{\varphi_{22}^{mm}(t)\} \end{aligned} \quad (36)$$

$$G_{g_1}(\omega) = \frac{4\alpha\sigma_{x_0}^2(\lambda_1 + \mu_1\omega^2)}{\omega^2 + \alpha^2} = F\{\varphi_{11}^{dd}(t)\} \quad (37)$$

$$G_{g_2}(\omega) = \frac{4\alpha\sigma_{x_0}^2(\lambda_2 + \mu_2\omega^2)}{\omega^2 + \alpha^2} = F\{\varphi_{22}^{dd}(t)\} \quad (38)$$

で

$$\begin{aligned} \Phi_{11}(\omega) &= F\{\varphi_{11}^{mm}(t) + \varphi_{11}^{dd}(t)\} \\ &= G_{f_0} + G_{g_1} = 4\alpha\sigma_{x_0}^2 \frac{K^2 + \lambda_1 + \mu_1\omega^2}{\omega^2 + \alpha^2} \end{aligned} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{22}(\omega) &= F\{\varphi_{22}^{mm}(t) + \varphi_{22}^{dd}(t)\} = G_{f_0} + G_{g_2} \\ &= 4\alpha\sigma_{x_0}^2 \frac{K^2 + \lambda_2 + \mu_2\omega^2}{\omega^2 + \alpha^2} \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{12}(\omega) &= F\{\varphi_{12}^{mm}(t)\} = \Phi_{21}(\omega) \\ &= G_{f_0} = \frac{4\alpha\sigma_{x_0}^2}{\omega^2 + \alpha^2} K^2 \end{aligned} \quad (41)$$

したがって

$$\begin{aligned} \Phi(\omega) &= \Phi_{11}(\omega)\Phi_{22}(\omega) - \Phi_{12}^2(\omega) \\ &= (4\alpha\sigma_{x_0}^2)^2 \frac{(\lambda_1 + \mu_1\omega^2)(\lambda_2 + \mu_2\omega^2)}{(\omega^2 + \alpha^2)^2} * \\ &\quad * \frac{K^2(\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1 + \mu_2\omega^2)}{(\omega^2 + \alpha^2)} = \Psi(\omega)\overline{\Psi}(\overline{\omega}) \end{aligned} \quad (42)$$

ここで

$$\Psi(\omega) = \frac{4\alpha\sigma_{x_0}^2\{(\omega^2 + \alpha^2) + a_0(j\omega) + a_1\}}{(\alpha + j\omega)^2} \quad (43)$$

また

$$X_1(\omega) = X_2(\omega) = G_{f_0}(\omega) = \frac{4\alpha\sigma_{x_0}^2}{\omega^2 + \alpha^2} \quad (44)$$

$$F_{11}(\omega) = \Phi_{22}(\omega), \quad F_{12}(\omega) = \Phi_{12}(\omega) \quad (45)$$

よって

$$\Phi(\omega)q_1(\omega) = \sum_{i=1}^n [X_i(\omega) - H_i(\omega)]F_{1i}(\omega) \quad (46)$$

これより

$$\begin{aligned} U_1(j\omega) &= -F_1(\omega) \\ &= -\frac{m_1(j\omega) + n_1}{(j\omega)^2 + a_0(j\omega) + a_1} \end{aligned} \quad (47)$$

同様に

$$\begin{aligned} U_2(j\omega) &= q_2(\omega) \\ &= -\frac{m_2(j\omega) + n_2}{(j\omega)^2 + a_0(j\omega) + a_2} \end{aligned} \quad (48)$$

で $a_0, a_1, m_1, m_2, n_1, n_2$ の六つの定数のうち四つは、 $\lambda_1, \mu_1, \lambda_2, \mu_2$ あるいは $\sigma_{x_1}, \sigma_{x_1'}, \sigma_{x_2}, \sigma_{x_2'}$ の値によって決められる。(6), (8) 式に (47), (48) 式を代入して積分を実行すれば、

$$\begin{aligned} m_1 &= \sqrt{\alpha(\alpha + a_0) \frac{\sigma_{x_1'}^2}{\alpha^2 \sigma_{x_0}^2} - a_1 \frac{\sigma_{x_1}^2}{\sigma_{x_0}^2}} \\ &= \sqrt{a_1} \sqrt{\eta_1^2 - \zeta_1^2} \end{aligned} \quad (49)$$

$$\begin{aligned} m_2 &= \sqrt{\alpha(\alpha + a_0) \frac{\sigma_{x_2'}^2}{\alpha^2 \sigma_{x_0}^2} - a_1 \frac{\sigma_{x_2}^2}{\sigma_{x_0}^2}} \\ &= \sqrt{a_1} \sqrt{\eta_2^2 - \zeta_2^2} \end{aligned} \quad (50)$$

$$\begin{aligned} n_1 &= \sqrt{a_1 \left\{ (\alpha a_0 + a_1) \frac{\sigma_{x_1}^2}{\sigma_{x_0}^2} - \frac{\sigma_{x_1'}^2}{\sigma_{x_0}^2} \right\}} \\ &= \alpha \sqrt{a_1} \sqrt{u_{\zeta_1}^2 - \eta_1^2} \end{aligned} \quad (51)$$

$$\begin{aligned} n_2 &= \sqrt{a_1 \left\{ (\alpha a_0 + a_1) \frac{\sigma_{x_2}^2}{\sigma_{x_0}^2} - \frac{\sigma_{x_2'}^2}{\sigma_{x_0}^2} \right\}} \\ &= \alpha \sqrt{a_1} \sqrt{u_{\zeta_2}^2 - \eta_2^2} \end{aligned} \quad (52)$$

ただし、上式で

$$\xi_i = \frac{\sigma_{x_i}}{\sigma_{x_0}}, \quad \eta_i = \frac{\sigma_{x_i'}}{\alpha \sigma_{x_0}} \dots\dots\dots (53)$$

$$u = \frac{\alpha a_0 + a_1}{\alpha^2}, \quad v = \frac{\alpha(\alpha + a_0)}{a_1} \dots\dots\dots (54)$$

とする。

上式で m_1, m_2, n_1, n_2 は a_0, a_1 (もしくは u, v) の関数となっているので、これを (29) 式に代入すれば

$$a^2 = \frac{K^2 \sigma_y^2}{\sigma_{x_0}^2} = 1 + \xi_1^2 + \xi_2^2 + p(u, v) \dots (55)$$

ここに $p(u, v)$ は u, v の関数で

$$\xi_i = (\eta_i / \xi_i)^2 \dots\dots\dots (56)$$

とすれば

$$p(u, v) = -\frac{2}{1/(u+1)(v+1)} \{ \xi_1 \sqrt{\xi_1 v - 1} + \xi_1 \sqrt{u - \xi_1} + \xi_2 \sqrt{\xi_2 v - 1} + \xi_2 \sqrt{u - \xi_2} \} \\ + \frac{2 \xi_1 \xi_2}{uv - 1} \sqrt{(\xi_1 v - 1)(\xi_2 v + 1)} \\ + \frac{2 \xi_1 \xi_2 v}{uv - 1} \sqrt{(u - \xi_1)(v - \xi_2)} \dots (57)$$

P を ξ_1, ξ_2 に関する多項式と考えれば第1項は ξ_1, ξ_2 に関し一次式、第2項、第3項は ξ_1, ξ_2 に関して二次式となる。一般に $\xi_1 < 1, \xi_2 < 1$ なるとき第2項、第3項は第1項にくらべてはるかに小さく、 P の極大、極小は第1項だけで決められると考えてよい。

この第1項の極値を求めるのも楽ではないが、次のような技巧を用いることにより、比較的簡単に求められる。いま

$$P_1 = \frac{-2\xi_1}{\sqrt{(u+1)(v+1)}} \{ \sqrt{\xi_1 v - 1} + \sqrt{u - \xi_1} \} \dots\dots\dots (58)$$

$$P_2 = \frac{-2\xi_2}{\sqrt{(u+1)(v+1)}} \{ \sqrt{\xi_2 v - 1} + \sqrt{u - \xi_2} \} \dots\dots\dots (59)$$

$$P \text{ の第1項} = P_1 + P_2 \dots\dots\dots (60)$$

として、 $P_1(u, v), P_2(u, v)$ の極値を求めると、

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial P_1}{\partial u} &= 0 \\ \frac{\partial P_1}{\partial v} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (61)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial P_2}{\partial u} &= 0 \\ \frac{\partial P_2}{\partial v} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (62)$$

となるが、(61)式の二つの式からみちびかれる u, v の

関係は偶然にも一致し、

$$u = \xi_1 + \frac{(1 + \xi_1)^2}{v \xi_1 - 1} \dots\dots\dots (63)$$

なる一つの関係にまとめられる。 P_2 についても同様で

$$u = \xi_2 + \frac{(1 + \xi_2)^2}{v \xi_2 - 1} \dots\dots\dots (64)$$

なる関係を満足するとき、 P_2 は極値となる。したがって (63), (64) 式の交点を求めれば、この点 (u_0, v_0) においては、 P_1, P_2 とともに極値となり、したがって P の第1項も極値をもつことになる。

(63), (64) 式の交点を求めると、

$$u_0 = \frac{v_0 \xi_1^2 + \xi_1^2 + \xi_1 + 1}{v_0 \xi_1 - 1} \dots\dots\dots (65)$$

$$v_0 = \frac{v_0 \xi_2^2 + \xi_2^2 + \xi_2 + 1}{v_0 \xi_2 - 1} \dots\dots\dots (66)$$

これを解いて、

$$u_0 = \xi_1 \xi_2 + \xi_1 + \xi_2 \dots\dots\dots (67)$$

$$v_0 = \frac{\xi_1 + \xi_2 + 1}{\xi_1 \xi_2} \dots\dots\dots (68)$$

このとき P の値は

$$P = -\frac{2}{(\xi_1 + 1)(\xi_2 + 1)} \{ \xi_1 (\xi_1 + 1) \sqrt{\xi_1 (\xi_1 + 1)} \\ + \xi_2 (\xi_2 + 1) \sqrt{\xi_2 (\xi_2 + 1)} \} \\ + \frac{2 \xi_1 \xi_2 (\xi_1 + \xi_2 + 2)}{\xi_1 + \xi_2} \sqrt{\frac{\xi_1 \xi_2}{(\xi_1 + 1)(\xi_2 + 1)}} \dots\dots\dots (69)$$

となり、これを (55) 式に代入して制御量偏差低減量 a が求められる。

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= (\xi_1 + \xi_2) \alpha \\ a_1 &= \alpha^2 \xi_1 \xi_2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (70)$$

$$\left. \begin{aligned} m_1 &= \alpha \xi_1 \sqrt{\xi_1 (\xi_1 + 1)} \\ m_2 &= \alpha \xi_2 \sqrt{\xi_2 (\xi_2 + 1)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (71)$$

$$\left. \begin{aligned} n_1 &= \alpha^2 \xi_1 \xi_2 \sqrt{\xi_1 (\xi_1 + 1)} \\ n_2 &= \alpha^2 \xi_2 \xi_1 \sqrt{\xi_2 (\xi_2 + 1)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (72)$$

となるので、(70)~(72) 式を、(47), (48) 式に代入すれば

$$U_1(s) = \frac{\alpha \sqrt{\xi_1 (\xi_1 + 1)}}{s + \xi_1 \alpha} \zeta_1 \dots\dots\dots (73)$$

$$U_2(s) = \frac{\alpha \sqrt{\xi_2 (\xi_2 + 1)}}{s + \xi_2 \alpha} \zeta_2 \dots\dots\dots (74)$$

$$Z_1(s) = \frac{U_1(s) Z_0(s)}{1 - U_1(s) - U_2(s)} \dots\dots\dots (75)$$

$$Z_2(s) = \frac{U_2(s) Z_0(s)}{1 - U_1(s) - U_2(s)} \dots\dots\dots (76)$$

となる。なお 1 機系の場合は $\zeta_2=0$ とおけばよく、

$$a^2 = 1 + \zeta_1^2 - 2\zeta_1 \sqrt{\frac{\xi_1}{\xi_1 + 1}} \dots\dots\dots (77)$$

なる関係式が得られる。

5. 多機系の場合

2 機系の場合の近似計算の結果をみると (73), (74) 式から明らかなように、制御機器がいくつあっても $U_i(s)$ は第 i 番目の制御機器の特性 ζ_i, ξ_i だけによって決められることがわかる。特に ζ_i が 1 より小さく、その多次の項が一次の項にくらべて無視しうるときは、 $U_i(s)$ は近似的に第 i 番目の制御機器 ζ_i, ξ_i により決められるので、 $Z_i(s)$ や a の計算も非常に容易になる。

6. 要 約

以上、簡単に定値制御系の場合を例にとりあげて、多重確率過程予測理論をいかに制御系の設計に応用するかについて述べた。一例として、制御機器の制御能

力が、その出力変化幅と、変化速度で与えられる場合には、(34) 式のように一定定数の伝達関数をもった制御対象に (35) 式に示されるような単純マルコフ形外乱量に加えられたときの最適制御系が (73) 式もしくは (74) 式のように、きわめて簡単な形で与えられることを示した。特にこの伝達関数が、その制御機器の制御能力 ξ_i, ζ_i のみによって定められることはきわめて重要である。

終りに本研究は、東京大学工学部福田節雄教授の指導のもとに行われたものであり、ここに深甚の謝意を表する。(昭和 35 年 5 月 26 日受付、同 9 月 27 日再受付)

文 献

- (1) N. Wiener: Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series, Chap. IV (1950) John Wiley
- (2) 関根：電学誌 **81**, 41 (昭 36) 本号
- (3) 関根：電学誌 **77**, 1220 (昭 32)
- (4) 関根：電学誌 **78**, 1070 (昭 33)
- (5) 福田・関根：昭 33 連大 543

UDC 518.61: 621.315.051.2.01: 518.12

数 値 計 算 の 誤 差*

資料・論文

36-8

(電力系統問題の解析を対象として)

正員 馬 場 準 一†

正員 林 重 雄†

1. ま え が き

電力系統問題において、短絡電流・開閉および雷サージ・過渡安定度の計算は、過渡現象の関与してくるものであって、これの解析には、微分方程式の数値解法が必要となってくる。その場合に、計算の1ステップの時間間隔 Δt をどのように選定すればよいかということは、常に問題となるところである。応用数学の書物には、たとえば Runge-Kutta 法によるときは、計算誤差は $(\Delta t)^5$ のオーダーであるというような記述をみるが、これでは実際の系統問題を解くときの誤差がどの程度であるかを推測することはむずかしい。誤差を正しく評価するためには、問題を記述する微分方程式について、数値計算による解の変わり(時定数、周波数の変化)を知ることが必要である。筆者らは、数値計算による解は定差方程式の解となることに注目し、 z 変換を用いて数値計算による解の変わりを調べ系統問題解析において、計算のステップ Δt としてどのような値を選定すべきを示した。

本文においては、系統問題に出てくる微分方程式が単一時定数形 $\frac{dx}{dt} + x = 1.0$ および正弦波振動形 $\frac{d^2x}{dt^2} + x = 0$ であることにかんがみ、まず、この二つの形式について数値解法の誤差を示し、系統問題解析における誤差の評価に対する Introduction とした。

なお、数値計算法としては、Modified Euler 法と Runge-Kutta 法の二つをとり上げた。

2. 簡単な微分方程式の数値計算の誤差

(2.1) $\frac{dx}{dt} + x = 1.0$ ($t=0$ で $x=0$) の数値計算の誤差 後述するように、電力系統問題の解析においては、この形の微分方程式は短絡電流の計算に出てくる。一般に、単一時定数の微分方程式は $T \frac{dx}{dt} + x = 1.0$ なる形をとるが、時間軸を規格化すれば $\frac{dx}{dt} + x = 1.0$ となる。

* Accuracy of the Numerical Solution of Differential Equations in Power System Problems. By J. BABA, Member & S. HAYASHI, Member (Mitsubishi Electric Mfg. Co., Ltd., Engineering Laboratory).

† 三菱電機株式会社研究所

(a) Modified Euler 法 Modified Euler 法では

$$\frac{dx}{dt} \Big|_{n+\frac{1}{2}} = \frac{(x_{n+1} - x_n)}{\Delta t},$$

$$x \Big|_{n+\frac{1}{2}} = \frac{1}{2}(x_{n+1} + x_n)$$

で近似する。したがって、この場合の数値計算は次の階差方程式で表わされる。

$$(x_{n+1} - x_n) + \frac{1}{2}(\Delta t)(x_{n+1} + x_n) = \Delta t \quad \dots\dots\dots (1)$$

これを z 変換して

$$(z-1)x + \frac{1}{2}(\Delta t)(z+1)x = (\Delta t) \frac{z}{z-1} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ゆえに

$$\begin{aligned} x &= (\Delta t) \frac{z}{z-1} \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta t}{2}\right)z - \left(1 - \frac{\Delta t}{2}\right)} \\ &= \frac{z}{z-1} - \frac{z}{1 - \frac{\Delta t}{2}} \cdot \frac{1}{z - \frac{1}{1 + \frac{\Delta t}{2}}} \quad \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

 z 変換の式を用いて

$$x|_{t=n\Delta t} = 1 - e^{-n\Delta t/T}, \quad T = \frac{-(\Delta t)}{\ln\left(\frac{1 - \frac{\Delta t}{2}}{1 + \frac{\Delta t}{2}}\right)} \quad \dots\dots\dots (4)$$

正解は、 $x|_{t=n\Delta t} = 1 - e^{-n\Delta t/T}$ であるから、数値計算によって時定数が $-(\Delta t) / \ln\left(\frac{1 - \frac{\Delta t}{2}}{1 + \frac{\Delta t}{2}}\right)$ 倍になったものと

と考えることができる。 (Δt) が充分小さければ、

$$T \approx 1 - \frac{(\Delta t)^2}{12} \quad \dots\dots\dots (5)$$

したがって、時定数の誤差を $\epsilon\%$ 以下とするためには、

$$\frac{(\Delta t)^2}{12} < \frac{\varepsilon}{100} \rightarrow N = \frac{1}{\Delta t} > \sqrt{\frac{100}{12\varepsilon}} = \frac{2.9}{\sqrt{\varepsilon}} \quad \dots\dots\dots (6)$$

(6) 式より, 誤差を所要の範囲に収めるために必要な分割数 $N(\Delta t = \text{時定数}/N)$ を示せば, 第1図のとおりである。

(b) Runge-Kutta 法 Runge-Kutta 法は, 下記のような4個の階差の加重平均をとって Δx を求めていくものである。すなわち,

$$J'_1 = 1 - x \quad J'_2 =$$

$$\Delta''x = \left(1 - x - \frac{\Delta'x}{2}\right)\Delta t = (1-x)\left(1 - \frac{\Delta t}{2}\right)\Delta t$$

$$J'''_1 = \left(1 - x - \frac{J''_1x}{2}\right)\Delta t$$

$$= 1 - x \left\{1 - \frac{J'_1}{2} + \frac{(J'_1)^2}{4}\right\}\Delta t$$

$$\Delta'''x = (1-x-\Delta'''x)\Delta t$$

$$= (1-x)\left\{1 - \Delta t + \frac{1}{2}(\Delta t)^2 - \frac{1}{4}(\Delta t)^3\right\}\Delta t$$

ゆえに

$$\Delta x = \frac{1}{6}(\Delta x + 2\Delta''x + 2\Delta'''x + \Delta''''x)$$

$$= (1-x)\left\{\Delta t - \frac{(\Delta t)^2}{2} + \frac{(\Delta t)^3}{6} - \frac{(\Delta t)^4}{24}\right\} \quad \dots\dots\dots (7)$$

これを z 変換して

$$\left. \begin{aligned} (z-1)x &= k \frac{z}{z-1} - kx \\ k &= \Delta t - \frac{(\Delta t)^2}{2} + \frac{(\Delta t)^3}{6} - \frac{(\Delta t)^4}{24} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (8)$$

ゆえに

$$x = \frac{z}{z-1} - \frac{z}{z-(1-k)}$$

z 変換の表を用いて

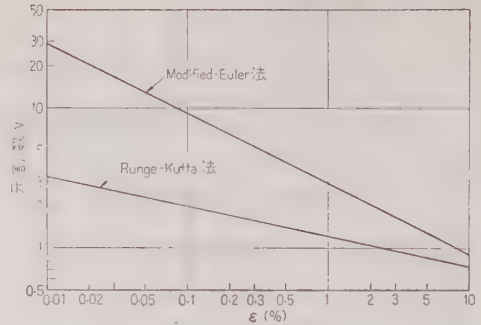
$$\left. \begin{aligned} x|_{t=n\Delta t} &= 1 - e^{-n\Delta t/T} \\ T &= \frac{-(\Delta t)}{\ln(1-k)} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (9)$$

この場合には, 時定数が $-(\Delta t)/\ln(1-k)$ 倍になったものと考えることができる。 (Δt) が充分小さければ, $k \approx 1 - e^{-\Delta t/T} \approx \frac{(\Delta t)^2}{120}$ であるから,

$$T \approx 1 + \frac{(\Delta t)^4}{120} e^{\Delta t/T} \quad \dots\dots\dots (10)$$

したがって, 時定数の誤差を ε (%) 以下にするためには,

$$\frac{(\Delta t)^4}{120} e^{\Delta t/T} < \frac{\varepsilon}{100} \rightarrow Ne^{-\frac{1}{4N}} > \frac{1}{\sqrt[4]{1.2\varepsilon}}$$



第1図 $\frac{dx}{dt} + x = 1.0$ の数値計算誤差

$$= \frac{0.96}{\sqrt[4]{\varepsilon}} \quad \left(N = \frac{1}{\Delta t}\right) \quad \dots\dots\dots (11)$$

(11) 式より誤差を所要の範囲に収めるために必要な分割数 $(\Delta t = \text{時定数}/N)$ を示せば, 第1図のとおりである。

(c) $\frac{dx}{dt} + x = 0$ ($t=0$ で $x=0$, $\frac{dx}{dt}=1.0$) の数値計算の誤差 後述するように, 電力系統問題の解析では, この形の微分方程式は, 開閉サージ・過渡安定度の計算に出てくるものである。この形の方程式を解くときには, $\frac{dx}{dt} = y$ において一階連立微分方程式とする。すなわち,

$$\frac{dx}{dt} = y, \quad \frac{dy}{dt} + x = 0 \quad \dots\dots\dots (12)$$

($t=0$ で $x=0$, $y=1.0$)

(a) Modified Euler 法 この場合の数値計算は次の定差方程式で表わされる。

$$(x_{n+1} - x_n) = \frac{\Delta t}{2}(y_{n+1} + y_n) \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$(y_{n+1} - y_n) + \frac{\Delta t}{2}(x_{n+1} + x_n) = 0$$

y の初期値が 1.0 であることに留意して, z 変換すれば,

$$(x-1)x - \frac{\Delta t}{2}(x+1)y = -\frac{\Delta t}{2}z \quad \dots\dots\dots (14a)$$

$$\frac{\Delta t}{2}(z+1)x + (z-1)y = z$$

ゆえに

$$x = \frac{\Delta t}{1 + \left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2} \frac{z}{1 - \left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2 z^2 - 2 \frac{1 - \left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2 z^2}{1 + \left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2} z + 1} \quad \dots\dots\dots (14b)$$

ここで

$$\cos \beta(\Delta t) = \frac{1 - \left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2}{1 + \left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2}$$

とおけば

$$\sin \beta(\Delta t) = \frac{\Delta t}{1 + \left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2}$$

となるから

$$x = \frac{z \sin \beta(\Delta t)}{z^2 - 2z \cos \beta(\Delta t) + 1}$$

となる。

z 変換の表を用いて

$$\left. \begin{aligned} x|_{t=n\Delta t} &= \sin \beta(n\Delta t) \\ \beta &= \frac{1}{\Delta t} \sin^{-1} \frac{\Delta t}{1 + \left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (15)$$

正解は $x|_{t=n\Delta t} = \sin(n\Delta t)$ であるから、数値計算によって周波数が β 倍になったものと考えることができる。 (Δt) が充分小さければ、

$$\beta \approx 1 - \frac{(\Delta t)^2}{12} \dots\dots\dots (16)$$

すなわち、

$$\Delta' x = y \Delta t$$

$$\Delta'' x = \left(y + \frac{\Delta' y}{2}\right) \Delta t = \left(y - \frac{x}{2} \Delta t\right) \Delta t$$

$$\Delta''' x = \left(y + \frac{\Delta'' y}{2}\right) \Delta t$$

$$= \left\{y - \frac{x}{2} \Delta t - \frac{y}{4} (\Delta t)^2\right\} \Delta t$$

$$\Delta'''' x = (y + \Delta''' y) \Delta t$$

$$= \left\{y - x \Delta t - \frac{y}{2} (\Delta t)^2 + \frac{x}{4} (\Delta t)^3\right\} \Delta t$$

$$\text{ゆえに } \Delta x = \frac{1}{6} (\Delta' x + 2 \Delta'' x + 2 \Delta''' x + \Delta'''' x) = -\left\{\frac{(\Delta t)^2}{2} - \frac{(\Delta t)^4}{24}\right\} x + \left\{\Delta t - \frac{(\Delta t)^3}{6}\right\} y$$

$$\Delta y = \frac{1}{6} (\Delta' y + 2 \Delta'' y + 2 \Delta''' y + \Delta'''' y) = -\left\{\Delta t - \frac{(\Delta t)^3}{6}\right\} x - \left\{\frac{(\Delta t)^2}{2} - \frac{(\Delta t)^4}{24}\right\} y$$

y の初期値が 1.0 であることに留意して z 変換すれば、

$$\left\{ z - \left\{ 1 - \frac{(\Delta t)^2}{2} + \frac{(\Delta t)^4}{24} \right\} \right\} x - \left\{ \Delta t - \frac{(\Delta t)^3}{6} \right\} y = 0 \quad \dots\dots\dots (19)$$

$$\left\{ \Delta t - \frac{(\Delta t)^3}{6} \right\} x + \left\{ z - \left\{ 1 - \frac{(\Delta t)^2}{2} + \frac{(\Delta t)^4}{24} \right\} \right\} y = z$$

ゆえに

$$x = \frac{\left\{ \Delta t - \frac{(\Delta t)^3}{6} \right\} z}{z^2 - 2 \left\{ 1 - \frac{(\Delta t)^2}{2} + \frac{(\Delta t)^4}{24} \right\} z + \left\{ 1 - \frac{(\Delta t)^6}{72} + \frac{(\Delta t)^8}{576} \right\}}$$

正解の振動周期が 2π であることに留意すれば、周波数誤差

$$\frac{(\Delta t)^2}{12} = \frac{(2\pi)^2}{12} \left(\frac{\Delta t}{2\pi}\right)^2 = \frac{(2\pi)^2}{12} \left(\frac{1}{N_f}\right)^2$$

$$N_f = \frac{2\pi}{\Delta t}$$

を ε (%) 以下にするための分割数 N_f は

$$\frac{(2\pi)^2}{12} \left(\frac{1}{N_f}\right)^2 < \frac{\varepsilon}{100} \rightarrow N_f > \sqrt{\frac{400\pi^2}{12\varepsilon}} = 18.2/\sqrt{\varepsilon} \dots\dots\dots (17)$$

(17) 式より誤差を所要の値以下に収めるために必要な分割数 $N_f(\Delta t = \text{振動周期}/N_f)$ を示せば、第 2 図のとおりである。

y についても同様の手法で、

$$y|_{t=n\Delta t} = \cos \beta(n\Delta t)$$

を得る。したがって、

$$\sqrt{x^2 + y^2} = 1.0, \quad \tan^{-1} \frac{y}{x} = \beta(n\Delta t) \dots\dots (18)$$

(b) Runge-Kutta 法 この方法によるときは、下記の 4 個の階差を計算し、その加重平均をとって、 Δx , Δy を求めてゆく。

$$\Delta' y = -x(\Delta t)$$

$$\Delta'' y = -\left(x + \frac{\Delta' x}{2}\right) \Delta t = -\left(x + \frac{y}{2} \Delta t\right) \Delta t$$

$$\Delta''' y = -\left(x + \frac{\Delta'' x}{2}\right) \Delta t$$

$$= -\left\{x + \frac{y}{2} \Delta t - \frac{x}{4} (\Delta t)^2\right\} \Delta t$$

$$\Delta'''' y = -(x + \Delta''' x) \Delta t$$

$$= -\left\{x + y \Delta t - \frac{x}{2} (\Delta t)^2 + \frac{y}{4} (\Delta t)^3\right\} \Delta t$$

ここで,

$$\left. \begin{aligned} e^{-2\alpha(\Delta t)} &= 1 - \frac{(\Delta t)^6}{72} + \frac{(\Delta t)^6}{576} \\ e^{-\alpha(\Delta t)} \cos \beta(\Delta t) &= 1 - \frac{(\Delta t)^2}{2} + \frac{(\Delta t)^4}{24} \end{aligned} \right\}$$

とおけば,

$$e^{-\alpha(\Delta t)} \sin \beta(\Delta t) = \Delta t - \frac{(\Delta t)^3}{6}$$

となるから

$$x = \frac{e^{-\alpha(\Delta t)} \sin \beta(\Delta t)}{z^2 - 2e^{-\alpha(\Delta t)} \cos \beta(\Delta t) z + e^{-2\alpha(\Delta t)}}$$

となり, z 変換の表より,

$$x|_{t=n\Delta t} = e^{-\alpha(n\Delta t)} \sin \beta(n\Delta t)$$

$$\alpha = -\frac{1}{2(\Delta t)} \ln \left\{ 1 - \frac{(\Delta t)^6}{72} + \frac{(\Delta t)^6}{576} \right\}$$

$$\beta = \frac{1}{\Delta t} \sin^{-1} \left\{ \Delta t - \frac{(\Delta t)^3}{6} \right\} \sqrt{1 - \frac{(\Delta t)^6}{72} + \frac{(\Delta t)^6}{576}} \quad (20)$$

(Δt) が充分小さいときには,

$$\alpha \approx \frac{(\Delta t)^5}{144}, \quad \beta \approx 1 - \frac{(\Delta t)^4}{120} \quad (21)$$

この場合には, 数値計算による解は, 正弦振動から減衰正弦振動に変わっていき, 周波数が $\beta \left\{ \approx 1 - \frac{(\Delta t)^4}{120} \right\}$ 倍になったものと考えうる。1 サイクルあたりの減衰率 d は,

$$\begin{aligned} d &= 1 - e^{-\alpha 2\pi} \approx \frac{(\Delta t)^5}{144} \cdot 2\pi = \frac{\pi (2\pi)^5}{72} \left(\frac{\Delta t}{2\pi} \right)^5 \\ &= \frac{\pi \cdot 2\pi^5}{72} \left(\frac{1}{N_d} \right)^5, \quad N_d = \frac{2\pi}{\Delta t} \end{aligned}$$

減衰率 d を δ (%) 以下にするために必要な分割数 N_d は上の式から直ちに,

$$N_d > 2\pi^5 \sqrt[5]{\frac{100\pi}{72\delta}} = 8.4 \sqrt[5]{\delta} \quad (22)$$

また, 周波数誤差

$$\begin{aligned} \frac{(\Delta t)^4}{120} &= \frac{(2\pi)^4}{120} \left(\frac{\Delta t}{2\pi} \right)^4 \\ &= \frac{(2\pi)^4}{120} \left(\frac{1}{N_f} \right)^4, \quad N_f = \frac{2\pi}{\Delta t} \end{aligned}$$

を ε (%) 以下にするための分割数 N_f は, 上の式から直ちに,

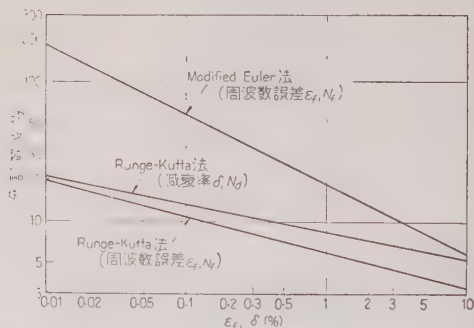
$$N_f > 2\pi^4 \sqrt[4]{\frac{100}{120\varepsilon}} = 6 \sqrt[4]{\varepsilon} \quad (23)$$

減衰率および周波数誤差をそれぞれ所要の値以下にするために必要な分割数は第2図に示してある。

y についても同様の手法で,

$$y|_{t=n\Delta t} = e^{-\alpha(n\Delta t)} \sin \beta(n\Delta t)$$

を得る。したがって,



第2図 $\frac{d^2x}{dt^2} + x = 0$ の数値計算誤差

$$\sqrt{x^2 + y^2} = e^{-\alpha(n\Delta t)}, \quad \tan^{-1} \frac{y}{x} = \beta(n\Delta t) \quad (24)$$

3. 短絡電流の計算

筆者らは文献(2)において, n 個の同期機を含む系統の短絡電流の交流分は下記の式によって記述され, Runge-Kutta 法によって数値計算されることを示した。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_{fd-i}}{dt} + \frac{r_{fd-i}}{x_{fd-i}} (\phi_{fd-i} - \phi_{md-i}) &= e_{f-i} \\ \frac{d\phi_{kd-i}}{dt} + \frac{r_{kd-i}}{x_{kd-i}} (\phi_{kd-i} - \phi_{md-i}) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

$$e_{q-i} = x_{md-i} \left(\frac{\phi_{fd-i}}{x_{fd-i}} + \frac{\phi_{kd-i}}{x_{kd-i}} \right) \quad (26)$$

$$\phi_{md-i} = e_{q-i} - x_{md-i} i_{d-i} \quad (27)$$

$$i_{d-i} = \sum_k y_{ik} e_{q-k} \quad (28)$$

$$j = 1 \sim n$$

記号については文献(2)を参照されたい。(27)式と(28)式とより ϕ_{md-i} は, e_{q-k} の一次結合で表わされ, e_{q-i} は ϕ_{fd-i} と ϕ_{kd-i} の一次結合で表示されているから, 結局, ϕ_{md-i} は ϕ_{fd-k} , ϕ_{kd-k} の一次結合として表示される。したがって(25)式より, われわれの解くべき式は,

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_i}{dt} + \sum_{j=1}^n a_{ij} x_j &= b_i \quad (i=1 \sim n) \\ \frac{d}{dt} [x] + [A] [x] &= [B] \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

なる形式をとることがわかった。この連立一次微分方程式の初期値はすべて0とする。 $t=0$ で $x_j = X_{j-0} \approx 0$

ならば, 新しく $x_i - X_{j-0} = X_j$ とすれば,

$$\frac{dx_i}{dt} + \sum a_{ik} X_k = b_i - \sum a_{jk} x_k \quad 0 = C_i$$

となって, (29) 式の形式となるから, $t=0$ で $x_j=0$ ($j=1 \sim n$) としても一般性は失われない。

(29) 式を Runge-Kutta 法で数値計算するときの誤差について論じよう。(2.2) 節の (b) に示したと同様にして 4 個の階差の加重平均を行列の形式で書けば,

$$\begin{aligned} [4x] = & \left\{ [B] \Delta t - \frac{1}{2} [A] [B] (\Delta t)^2 \right. \\ & + \frac{1}{6} [A]^2 [B] (\Delta t)^3 - \frac{1}{24} [A]^3 [B] (\Delta t)^4 \left. \right\} \\ & - \left\{ [A] [x] \Delta t - \frac{1}{2} [A]^2 [x] (\Delta t)^2 \right. \\ & + \frac{1}{6} [A]^3 [x] (\Delta t)^3 - \frac{1}{24} [A]^4 [x] (\Delta t)^4 \left. \right\} \\ = & [K] [B] - [K] [A] [x] \quad \dots\dots\dots (30) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [K] = & (\Delta t) [I] - \frac{1}{2} [A] (\Delta t)^2 + \frac{1}{6} [A]^2 (\Delta t)^3 \\ & - \frac{1}{24} [A]^3 (\Delta t)^4 \end{aligned}$$

$[I]$: 単位行列

(30) 式を z 変換して

$$(z-1)[x] = [K][B] \frac{z}{z-1} - [K][A][x] \quad \dots\dots\dots (31)$$

短絡電流問題においては, (29) 式の解は,

$$x_i = \alpha_{i0} + \sum \beta_{ij} e^{-t/T_j} \quad (i=1 \sim n)$$

なる形をしていることがわっている。また, (31) 式の解は, 付録に示すように, Sylvester の定理⁽⁵⁾と, Cayley-Hamilton の定理⁽⁶⁾を用いることにより,

$$\begin{aligned} x_i = & \alpha_{i0} \frac{z}{z-1} + \sum \beta_{ij} \frac{z}{z-(1-k_j)} \\ k_j = & \left[\frac{\Delta t}{T_j} - \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta t}{T_j} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{\Delta t}{T_j} \right)^3 - \frac{1}{24} \left(\frac{\Delta t}{T_j} \right)^4 \right] \quad \dots\dots\dots (32) \end{aligned}$$

したがって, (8), (9) 式を参照することによって,

$$\begin{aligned} x_i = & \alpha_i + \sum \beta_{ij} e^{-t/T_j'} \\ T_j' = & T_j \left\{ \frac{-\Delta t}{\ln(1-k_j)} \right\} \quad \dots\dots\dots (33) \end{aligned}$$

となる。すなわち, Runge-Kutta 法による数値計算の解は, その時定数が真値に対して $-(\Delta t)/\ln(1-k_j)$ 倍になったものと考えることができる。数値計算の誤差を, 時定数の変化が $\varepsilon(\%)$ 以下になるようにするために, 時間間隔 Δt は,

$$\Delta t = \frac{1}{N} \text{Min} \{ T_j \} \quad \dots\dots\dots (34)$$

$\text{Min} \{ T_j \}$: T_1, T_2, \dots, T_n のうちの最小のものの意味, N : 第 1 図より得られる値

なお, 各同期機の次過渡時定数 $T_{d-j''}$ より大であるから,

$$\Delta t = \frac{1}{N} \text{Min} \{ T_{d-j''} \} \quad \dots\dots\dots (35)$$

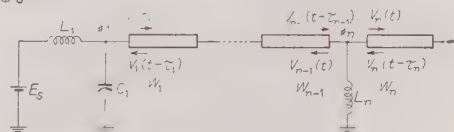
この種の計算は, 従来, 交流計算盤を用いて行われてきたことにかんがみれば, 時定数の誤差は 1% 程度は許容しうるのであろう。しかるときは第 1 図よりみるように $N=1.2$ となるから,

$$\Delta t = 0.8 \text{Min} \{ T_{d-j''} \}$$

となる。

4. 開閉および雷サージの計算

送電線を含む電力系統の電気的過渡現象の計算は, 線路上の電圧, 電流波を, それぞれ進行波と後退波とに分けて考え, 系統に関し連立定差微分方程式をつくり, これを Modified Euler 法で解くのが便利である。⁽³⁾



第 3 図 系統図

第 3 図に示す回路は, 過渡現象を計算するときの代表的な回路構成を含んでいるが, この回路について, 数値計算の誤差を評価してみる。簡単のために, 系統の損失は無視して論じてある。第 3 図については次の式がなりたつ。

$$\begin{aligned} & L_1 C_1 \frac{d^2}{dt^2} \{ V_1(t) + V_1'(t-\tau_1) \} \\ & + \frac{L_1}{W_1} \frac{d}{dt} \{ V_1(t) - V_1'(t-\tau_1) \} \\ & + \{ V_1(t) + V_1'(t-\tau_1) \} = E_s \quad \dots\dots\dots (36) \end{aligned}$$

$$V_{n-1}(t-\tau_{n-1}) + V_{n-1}'(t) = V_n(t) + V_n'(t-\tau_n)$$

$$\begin{aligned} & L_n \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{W_{n-1}} \{ V_{n-1}(t-\tau_{n-1}) - V_{n-1}'(t) \} \right. \\ & \left. - \frac{1}{W_n} \{ V_n(t) - V_n'(t-\tau_n) \} \right\} \\ & - V_{n-1}(t-\tau_{n-1}) + V_n'(t) \end{aligned}$$

過渡現象の計算は重ね合せの理を用いて解くから,

$t=0$ において

$$V_j(t) = V_j'(t) = \frac{dV_j(t)}{dt} = \frac{dV_j'(t)}{dt} = 0$$

これを考慮して (38) 式にラプラス変換すれば、

$$\left. \begin{aligned} L_1 C_1 s^2 (V_1 + e^{-\tau_1 s} V_1') + \frac{L_1}{W_1} s V_1 - e^{-\tau_1 s} V_1' \\ + (V_1 + e^{-\tau_1 s} V_1') = \frac{E_s}{s} \\ \dots\dots\dots \\ e^{-\tau_{n-1} s} V_{n-1} + V_n' = V_1 + e^{-\tau_n s} V_n' \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

$$L_n s \left\{ \frac{1}{W_n} (e^{-\tau_{n-1} s} V_{n-1} - V_{n-1}') \right. \\ \left. + \frac{1}{W_n} (V_n - e^{-\tau_n s} V_n') \right\} = e^{-\tau_{n-1} s} V_{n-1} + V_n'$$

われわれは、第3図で示される系統で、たとえば、 n 点に関しては、 $V_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin \beta n t$ の形となることを知っている。あるいは $V_n(t)$ をラプラス変換して

$$V_n(s) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \frac{1}{s^2 + \beta^2 n^2} \quad \dots\dots\dots (38)$$

ここで、 \sum は $n=1 \rightarrow \infty$ におよぶが、実用的には有限項でよい。

Modified Euler 法で計算するときには、 $dV/dt = V$ 、 $d^2V/dt^2 = dV/dt$ とおき、かつ V 、 dV/dt の $(n+1/2)$ 区分点における近似として (2・1) 節 (a) に示すような近似式を用いるから、

$$\frac{(z-1)}{\Delta t} V = \frac{1}{2} (z+1) V \rightarrow V = \frac{(z-1)}{\left(\frac{\Delta t}{2}\right)(z+1)} V$$

$$\frac{d^2 V}{dt^2} = \frac{(z-1)}{\Delta t} V = \frac{(z-1)^2}{\left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2 (z+1)} V \quad \dots\dots (39)$$

したがって、Modified Euler 法で計算するときの定差方程式を z 変換したものは、

$$L_1 C_1 \frac{(z-1)^2}{\left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2 (z+1)} (V_1 + z^{-\frac{\tau_1}{\Delta t}} V_1') \\ + \frac{L_1}{W_1} \frac{z-1}{\Delta t} (V_1 - z^{-\frac{\tau_1}{\Delta t}} V_1') \\ + \frac{(z+1)}{2} (V_1 + z^{-\frac{\tau_1}{\Delta t}} V_1') = E_s \frac{z}{z-1} \quad \dots\dots\dots$$

$$z^{-\frac{\tau_{n-1}}{\Delta t}} V_{n-1} + V_{n-1}' = V_n + z^{-\frac{\tau_n}{\Delta t}} V_n'$$

$$L_n \left\{ \frac{1}{\Delta t} \left(\frac{1}{W_{n-1}} (z^{-\frac{\tau_{n-1}}{\Delta t}} V_{n-1} - V_{n-1}') \right) \right. \\ \left. - \frac{1}{W_n} (V_n - z^{-\frac{\tau_n}{\Delta t}} V_n') \right\}$$

$$= \frac{(z+1)}{2} (z^{-\frac{\tau_n}{\Delta t}} V_{n-1} + V_n') \quad \dots\dots\dots (40)$$

ここで、

$$\frac{z-1}{\frac{\Delta t}{2} (z+1)} = P$$

とおけば、

$$z = \left(1 + \frac{\Delta t}{2} P \right) / \left(1 - \frac{\Delta t}{2} P \right)$$

となり、

$$z^{\frac{\tau_j}{\Delta t}} = e^{-\frac{\tau_j}{\Delta t} \ln \left(\frac{1 + \frac{\Delta t}{2} P}{1 - \frac{\Delta t}{2} P} \right)} = e^{-\tau_j P} \left\{ \frac{\ln \left(\frac{1 + \frac{\Delta t}{2} P}{1 - \frac{\Delta t}{2} P} \right)}{\frac{\Delta t}{2} P} \right\}$$

$$= e^{-\tau_j' P}, \tau_j' = \tau, \ln \frac{1 + \frac{\Delta t}{2} P}{1 - \frac{\Delta t}{2} P} \quad \dots (41)$$

$P = j\beta$ とすれば

$$\tau_j' = \tau \left\{ \frac{j 2 \tan^{-1} \left(\frac{\beta \Delta t}{2} \right)}{(\beta \Delta t)} \right\}$$

$\beta \Delta t$ が充分小ならば

$$\tau_j' \approx \tau_j \left\{ 1 - \frac{1}{12} (\beta \Delta t)^2 \right\} \quad \dots\dots\dots (42)$$

(40) 式は

$$L_1 C_1 P^2 (V_1 + e^{-\tau_1' P} V_1') + \frac{L_1}{W_1} P (V_1 - e^{-\tau_1' P} V_1') \\ + (V_1 + e^{-\tau_1' P} V_1') = \frac{E_s}{P} \frac{z}{(z+1)^2} \left(\frac{4}{\Delta t} \right) \quad \dots\dots\dots$$

$$e^{-\tau_{n-1}' P} V_{n-1} + V_{n-1}' = V_n + e^{-\tau_n' P} V_n'$$

$$L_n P \left\{ \frac{1}{W_{n-1}} (e^{-\tau_{n-1}' P} V_{n-1} - V_{n-1}') \right. \\ \left. - \frac{1}{W_n} (V_n - e^{-\tau_n' P} V_n') \right\} = (e^{-\tau_n' P} V_{n-1} + V_n') \quad \dots\dots\dots (43)$$

これを (37) 式に対比すれば、

$$s \rightarrow P; E_s \rightarrow E_s \frac{z}{(z+1)^2} \frac{4}{\Delta t}, \tau_j \rightarrow \tau_j'$$

としたものに対応する。

したがって、(43) 式の解は記号的に

$$V_n = \frac{z}{(z+1)^2} \left(\frac{4}{\Delta t} \right) \sum A_n' \frac{\beta_n'}{P^2 + \beta_n'^2}$$

A_n' , β_n' : 送電線の伝搬時間が τ_j より τ_j'

$= \tau_j \left\{ 1 - \frac{1}{12} (\beta_n' \Delta t)^2 \right\}$ になったときの振動の

振幅と角周波数

$P = \frac{(z-1)}{\left(\frac{\Delta t}{2}\right)(z+1)}$ を代入して

$$V_n = \frac{z}{(z+1)^2} \left(\frac{4}{\Delta t} \right) \sum A_n' \frac{\beta_n'}{\left(\frac{z-1}{z+1} \right)^2 \left(\frac{\Delta t}{2} \right)^2 + \beta_n'^2}$$

$$= \sum A_n' \frac{\left(\beta_n' \Delta t \right)}{\left\{ 1 + \left(\frac{\beta_n' \Delta t}{2} \right)^2 \right\}^*}$$

$$* = \frac{z}{\left\{ z^2 - 2 \frac{1 - \left(\frac{\beta_n' \Delta t}{2} \right)^2}{1 + \left(\frac{\beta_n' \Delta t}{2} \right)^2} z + 1 \right\}}$$

これを (14b) 式と対比すれば、Modified Euler 法によって、送電線の伝搬時間が $\left\{ 1 - \frac{1}{12} (\beta_n' \Delta t)^2 \right\}$ に短縮され、振動の角周波数が β_n から $\beta_n' \left\{ 1 - \frac{1}{12} (\beta_n' \Delta t)^2 \right\}$ になったものと考えることができる。したがって、いま、考慮すべき周波数の最大のものを β_n とすれば、 τ_j および角周波数の誤差を $\varepsilon(\%)$ 以下にするためには

$$\Delta t = T_n / N_f, \quad T_n = 2\pi / \beta_n \dots \dots \dots (44)$$

N_f : 第 2 図より得られる値

この種の計算は、従来、過渡現象解析機で行われてきたことにかんがみ、周波数誤差は 1% 程度は許容しうるであろう。また、考慮すべき周波数帯は過渡現象の基本波の 10 倍程度あれば充分であろう。したがって Δt は

$$\Delta t = \frac{(T)}{20}, \quad (T: \text{考慮すべき最高振動数の周期})$$

たとえば、過渡現象の基本波の振動が 1 kc ならば T は 1×10 kc の周期、すなわち、100 μ s となるから $\Delta t = 5 \mu$ s となる。

5. 過渡安定度の計算

筆者らは文献(4)において、電力系統の過渡安定度は下記の式によって記述され、Runge-Kutta 法によって数値計算されることを示した。

同期機の内部電圧については、

$$\left. \begin{aligned} \frac{de_{d-1}}{dt} - s_j e_{q-1} \\ \frac{de_{q-1}}{dt} = -s_j e_{d-1} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (45)$$

電力動揺については、

昭和 36 年 1 月 (J.I.E.E.J.)

$$\left. \begin{aligned} \frac{H_j}{\pi f} \frac{ds_j}{dt} &= R(\varepsilon_j \vartheta_j^*) - T_j \\ \vartheta_j &= \sum \gamma_{jk} \varepsilon_k \\ \varepsilon_j &= e_{d-j} + j e_{q-j} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (46)$$

$R(\cdot)$: (\cdot) の実部の意味、 ϑ^* : ϑ の共役数

記号に関しては文献 (4) を参照されたい。

これらの式は、いままでのものと異なり、非線形であるので、記号的にも正解を求めることはむずかしい。ここでは、誤差の目安をつけるために、 s_j 一定として、(45) 式につき e_{d-j} , e_{q-j} の誤差を、(46) 式については、各機器の s_j を一定として積分

$$I = \int_0^t \{ R(\varepsilon_j \vartheta_j^*) - T_j \} dt$$

の誤差を計算してみよう。

前者については、 s_j が一定ならば、角周波数 s_j の正弦振動の式となるから、(2・2) 節 (b) の議論がそのままではある。

次に、電力動揺の式については、 ε_j の正解が

$$\varepsilon_j = \varepsilon_{j-0} e^{-j \int_0^t s_j dt}$$

であるから、

$$\vartheta_j = \sum \gamma_{jk} \varepsilon_k e^{-i \int_0^t s_k dt}$$

ゆえに

$$R(\varepsilon_j \vartheta_j^*) = R(\sum \gamma_{jk}^* \varepsilon_{j-0}^* \varepsilon_{k-0} e^{j \int_0^t (s_k - s_j) dt})$$

各機器の s_j を一定とすれば、 $R(\varepsilon_j \vartheta_j^*)$ は正弦関数と定数の和となる。すなわち

$$R(\varepsilon_j \vartheta_j^*) = \sum_{k=1}^n A_k \cos(s_k - s_j)t + \sum_{k=1}^n B_k \sin(s_k - s_j)t \dots \dots \dots (47)$$

したがって、積分 I の誤差については、正弦関数と定数について評価すればよい。定数については、Runge-Kutta 法で数値計算した場合に全く誤差のないことは容易にわかるから、正弦関数につき調べてみる。

$\frac{ds}{dt} = \cos \beta t$ を Runge-Kutta 法で解くときには s の増分 Δs は

$$\begin{aligned} \Delta s &= \frac{1}{6} \left\{ (\cos \beta t) + 2 \cos \beta \left(t + \frac{\Delta t}{2} \right) \right. \\ &\quad \left. + 2 \cos \beta \left(t + \frac{\Delta t}{2} \right) + \cos \beta (t + \Delta t) \right\} \Delta t \\ &= (\Delta t) \left(\cos \beta \frac{\Delta t}{2} \right) \left(\cos \beta \frac{\Delta t}{2} + 2 \right) \cos \beta t \\ &\quad - (\Delta t) \left(\sin \beta \frac{\Delta t}{2} \right) \left(\cos \beta \frac{\Delta t}{2} + 2 \right) \sin \beta t \\ &\dots \dots \dots (48) \end{aligned}$$

z 変換して

$$\begin{aligned} (z-1)s &= (\Delta t) \left(\cos \beta \frac{\Delta t}{2} \right) \left(\frac{\cos \beta \frac{\Delta t}{2} + 2}{3} \right) \\ &\quad \times \frac{z^2 - z \cos(\beta \Delta t)}{z^2 - 2z \cos(\beta \Delta t) + 1} \\ &\quad - (\Delta t) \left(\sin \beta \frac{\Delta t}{2} \right) \left(\frac{\cos \beta \frac{\Delta t}{2} + 2}{3} \right) \\ &\quad \times \frac{z \sin \beta \Delta t}{z^2 - 2z \cos(\beta \Delta t) + 1} \end{aligned}$$

これより

$$\begin{aligned} s &= (\Delta t) \cos \left(\beta \frac{\Delta t}{2} \right) \left(\frac{\cos \beta \frac{\Delta t}{2} + 2}{3} \right) \\ &\quad \times \left[\frac{z}{2(z-1)} - \frac{\frac{1}{2}z^2 - \left\{ \frac{1}{2} + \cos(\beta \Delta t) \right\} z}{(z^2 - 2z \cos(\beta \Delta t) + 1)} \right] \\ &\quad - (\Delta t) \sin \left(\beta \frac{\Delta t}{2} \right) \left(\frac{\cos \beta \frac{\Delta t}{2} + 2}{3} \right) \\ &\quad \times \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\cos \beta \frac{\Delta t}{2}}{\sin \beta \frac{\Delta t}{2}} \right) \frac{z}{z-1} - \frac{1}{2} \left(\frac{\cos \beta \frac{\Delta t}{2}}{\sin \beta \frac{\Delta t}{2}} \right) \right. \\ &\quad \times \frac{z^2 - (\cos \beta \Delta t) z}{z^2 - 2z \cos(\beta \Delta t) + 1} \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} \frac{z(\sin \beta \Delta t)}{z^2 - 2z \cos(\beta \Delta t) + 1} \right] \end{aligned}$$

したがって、

$$s = \left(\frac{\Delta t}{2} \right) \left(\frac{\cos \left(\beta \frac{\Delta t}{2} \right) + 2}{3} \right) \frac{1}{\sin \beta \frac{\Delta t}{2}} \sin(\beta \Delta t)$$

$(\beta \Delta t)$ が充分小さければ

$$s \sim \left\{ 1 + \frac{1}{180} \left(\frac{\beta \Delta t}{2} \right)^4 \right\} \frac{\sin(\beta \Delta t)}{\beta} \dots\dots (49)$$

s の正解は $\frac{1}{\beta} \sin(\beta \Delta t)$ であるから、誤差は $\frac{1}{180} \left(\frac{\beta \Delta t}{2} \right)^4$ であることがわかる。 $\sin \beta t$ の積分についても同様の手法で、上と同じ値の誤差を得る。したがって、この誤差を所要の値 ϵ (%) に収めるためには

$$\frac{1}{180} \left(\frac{\beta \Delta t}{2} \right)^4 < \frac{\epsilon}{100} \rightarrow N_t = \frac{T_n}{\Delta t} > \frac{2.2}{\sqrt[4]{\epsilon}}$$

$$T_n = 2\pi/\beta$$

すなわち、

$$\Delta t = \frac{1}{N_t} \text{Max} [|s_k - s_j|] \dots\dots\dots (50)$$

$$N_t = 2.2 / \sqrt[4]{\epsilon}$$

より Δt が定められる。

この種の計算は、従来、交流計算機ないしは電子管式アナログ計算機で行われてきたことにかんがみ、周波数誤差は1%程度は許容できよう。また、減衰率については、同期機の電力がその内部起電力の積 $e_{je}k$ に比例することを考え、電力の誤差を1%以内に収めようとするれば、計算時間を電力動揺の周期のうちでもっとも短いものの5サイクル程度として、0.1%/c/s程度とすべきであろう。このように定めれば、所要分割数の決定は減衰率の点から定められ、(22)式にしたがって、

$$N_d = 8.4 / \sqrt[5]{0.1} \approx 13$$

となる。したがって、

$$\Delta t = \frac{1}{10} \text{Min.} \text{ [電力動揺周期]}$$

とすればよいであろう。

6. 結 言

電力系統問題の解析にあたって、よく出てくる微分方程式が時定数形 $\frac{dx}{dt} + x = 1.0$ および正弦振動 $\frac{d^2x}{dt^2} + x = 0$ であることに注目して、この形の方程式について、数値計算による誤差を明らかにした。次に、実際の系統問題の解析において、選定すべき時間間隔の決定法を示したものである。実用的には、時間間隔 Δ は次のようになる。

短絡電流の計算: $\Delta t = 0.8$ [系統の同期機の次過渡短絡時定数のうちの最小のもの]

開閉および雷サージの計算: $\Delta t = 1/20$ [考慮すべき最高振動数の周期]

過渡安定度の計算: $\Delta t = 1/10$ [電力動揺周期の最小のもの]

なお、本文においては数値計算の誤差としては、数値計算方式からくるもの [Truncation error] のみを取り上げて論じた。誤差としては、このほかに丸めの誤差 [Round off error] などをも考慮しなければならないが、計算対象が工学上の問題で1%程度の誤差の許される場合には、丸めの誤差は問題にならない。(付録II参照)

(昭和35年6月23日受付、同10月3日再受付)

文 献

- (1) 近藤：自動制御技術 p. 61 (1960) (日本自動制御協会)
- (2) 馬場・芝濱：電学誌 79, 1446 (昭34)
- (3) 馬場・芝濱：昭35連大888
- (4) 馬場・芝濱：電学誌 79, 890 (昭34)
- (5) 林：演算子法と過渡現象 (国民科学社)
- (6) Beckenbach: Modern Mathematics for Engineer p. 317(γ)

付 録

付録 I まず、連立一次微分方程式 (29) 式の正確な解を求めるためにこれを解いてみよう。(29)式は

$$\frac{d}{dt}[x] + [A][x] = [B] \dots\dots\dots (\text{付 } 1)$$

あるいはラプラス変換して

$$s[x] + [A][x] = \frac{[B]}{s} \dots\dots\dots (\text{付 } 2)$$

(付 1) 式は記号的に解けて

$$[x] = [A]^{-1} \{ [I] - e^{-[A]t} \} [B] \\ e^{-[A]t} = [I] + \sum_{n=1}^{\infty} (-n)^n [A]^n t^n \} \dots\dots (\text{付 } 3)$$

ここで、 $e^{-[A]t}$ を Sylvester の定理によって展開すれば、

$$e^{-[A]t} = \sum_{r=1}^n e^{-\alpha_r t} [K(\alpha_r)] \dots\dots\dots (\text{付 } 4)$$

α_r は $[A]$ の特有根、すなわち

$$\det |\alpha_r [I] - [A]| = 0 \dots\dots\dots (\text{付 } 5)$$

$$[K(\alpha_r)] = \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s [I] - [A]}{\alpha_s - \alpha_r} \dots\dots (\text{付 } 6)$$

かくて、

$$[x] = [A]^{-1} [B] \\ - \sum_{r=1}^n \left\{ [A]^{-1} \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s [I] - [A]}{\alpha_s - \alpha_r} [B] \right\} e^{-\alpha_r t} \dots\dots\dots (\text{付 } 7)$$

あるいは (付 7) 式をラプラス変換の形で書けば、

$$[x] = [A]^{-1} [B] \frac{1}{s} \dots\dots\dots$$

$$[x] = [A]^{-1} [B] \frac{z}{P} - z \sum_{r=1}^n \left\{ [A]^{-1} \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s' [I] - [KA]}{\alpha_s' - \alpha_r'} [B] \right\} \frac{1}{P + \alpha_r'} \dots\dots\dots (\text{付 } 12)$$

Frobenius の定理により $[KA]$ の特有根 α_r' は

$$\alpha_r' = (\Delta t) \alpha_r - \frac{(\Delta t)^2}{2} \alpha_r^2 + \frac{1}{6} (\Delta t)^3 \alpha_r^3 - \frac{1}{24} (\Delta t)^4 \alpha_r^4$$

ただし α_r は $[A]$ の特有根である。次に

$$\prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s' [I] - [K][A]}{\alpha_s' - \alpha_r'} = \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s [I] - [A]}{\alpha_s - \alpha_r}$$

であることを示す。

$$\prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s' [I] - [K][A]}{\alpha_s' - \alpha_r'} = \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\sum (-1)^{n+1} \frac{\{(\Delta t) \alpha_s\}^n}{n!} [I] - \sum (-1)^{n+1} \frac{\{(\Delta t) [A]\}^n}{n!}}{\sum (-1)^{n+1} \frac{\{(\Delta t) \alpha_s\}^n}{n!} - \sum (-1)^{n+1} \frac{\{(\Delta t) \alpha_r\}^n}{n!}} \\ = \left\{ \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s [I] - [A]}{\alpha_s - \alpha_r} \right\} [\delta]$$

$$[\delta] = \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\Delta t \left\{ \alpha_s [I] - \frac{1}{2} \{ \alpha_s [I] + [A] \} (\Delta t)^2 + \frac{1}{6} \{ \alpha_s^2 [I] + \alpha_s [A] + [A]^2 \} (\Delta t)^3 - \frac{1}{24} \{ \alpha_s^3 [I] + \alpha_s^2 [A] \} (\Delta t)^4 \right\}}{\frac{1}{2} (\alpha_s + \alpha_r (\Delta t)^2) + \frac{1}{6} (\alpha_s^2 + \alpha_s \alpha_r + \alpha_r^2) (\Delta t)^3 - \frac{1}{24} (\alpha_s^3 + \alpha_s^2 \alpha_r + \alpha_s \alpha_r^2 + \alpha_r^3) (\Delta t)^4} \dots\dots*$$

$$- \sum_{r=1}^n \left\{ [A]^{-1} \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s [I] - [A]}{\alpha_s - \alpha_r} [B] \right\} \\ \times \frac{1}{s + \alpha_r} \dots\dots\dots (\text{付 } 8)$$

次に、Runge-Kutta 法の数値計算に対応する z 変換の式

$$(z-1)[x] = [K][B] \frac{z}{z-1} - [K][A][x] \dots\dots\dots (\text{付 } 9)$$

において $z-1=P$ とおけば、

$$P[x] + [K][A][x] = [K][B] z \frac{1}{P} \dots\dots\dots (\text{付 } 10)$$

となるから、これを (付 2) 式と対比して、

$$s \rightarrow P, [A] \rightarrow [K][A], [B] \rightarrow [K][B] z$$

と対応させれば、(付 8) 式を参照して、(付 10) 式の解は記号的に、

$$[x] = \{ [K][A] \}^{-1} [K][B] \frac{z}{P}$$

$$- z \sum_{r=1}^n \left\{ [KA]^{-1} \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s' [I] - [KA]}{\alpha_s' - \alpha_r'} \right. \\ \left. \times [KB] \right\} \frac{1}{P + \alpha_r'}$$

$$\det |\alpha_r' [I] - [KA]| = 0 \dots\dots\dots (\text{付 } 11)$$

ここで $[K]$ は本文 (30) 式で見るように $[A]$ の多項式であるから $[A]$ と可換である。したがって、

$$+\alpha_s[A]^2+[A]^3)(\Delta t)^4 \dots\dots\dots (\text{付 } 13)$$

ここで、一般に $\frac{[A]}{a} = \frac{[A]-a[I]}{a} + [I]$ なる関係を利用して $[\delta]$ を書き換えると

$$[\delta] = \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \left[\frac{(\alpha_r[I] - [A])}{\Delta t} \cdot \frac{(\Delta t)^2}{2} - \frac{1}{6} \{ (\alpha_r - \alpha_s)[I] + [A] \} (\Delta t)^3 + \frac{1}{24} \{ (\alpha_s^2 + \alpha_s \alpha_r + \alpha_r^2) [I] \right. \\ \left. - \frac{1}{2} (\alpha_s + \alpha_r) (\Delta t)^2 + \frac{1}{6} (\alpha_s^2 + \alpha_s \alpha_r + \alpha_r^2) (\Delta t)^3 - \frac{1}{24} (\alpha_s^3 + \alpha_s^2 \alpha_r + \alpha_s \alpha_r^2 + \alpha_r^3) (\Delta t)^4 \right. \\ \left. - (\alpha_s + \alpha_r) [A] + [A]^3 (\Delta t)^4 + [I] \right]$$

したがって、

$$[\delta] = (\alpha_r[I] - [A])F([A]) + [I] \dots (\text{付 } 14)$$

$F([A])$ は $[A]$ に関する有限次数の多項式

となることがわかる。ゆえに、

$$\prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s'[I] - [KA]}{\alpha_s' - \alpha_r'} = \left\{ \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s[I] - [A]}{\alpha_s - \alpha_r} \right\} \\ \times \{ (\alpha_r[I] - [A])F([A]) + [I] \} \\ = \{ (\alpha_1[I] - [A])(\alpha_2[I] - [A]) \dots \dots \dots \\ \dots (\alpha_n[I] - [A]) \cdot F([A]) \times \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{1}{\alpha_s - \alpha_r} \} \\ + \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s[I] - [A]}{\alpha_s - \alpha_r}$$

ここで、 α_r は $[A]$ の特有根であるから、Cayley-Hamilton の定理によって

$$(\alpha_1[I] - [A])(\alpha_2[I] - [A]) \dots \dots$$

$$\dots \dots (\alpha_n[I] - [A]) = 0$$

ゆえに

$$\prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s'[I] - [KA]}{\alpha_s' - \alpha_r'} = \prod_{s \neq r}^{s=1, \dots, n} \frac{\alpha_s[I] - [A]}{\alpha_s - \alpha_r}$$

かくて、(付 12)式の $1/P, 1/(P+\alpha_r')$ の係数はラプラス変換における $1/s, 1/(s+\alpha_r)$ の係数に x を乗じたものに等しいことがわかった。 $\alpha_j = 1/T_j$ であることに留意すれば、本文 (32) 式が証明されたことになる。

付録 II

$$\left. \frac{d^2 x}{dt^2} + \dots \dots \dots \right\} \text{を Modified Euler 法} \\ t=0 \text{ で } x=0, y=\frac{dx}{dt}=1.0$$

で実際に計数形計算機 (5 けた、浮動小数点方式) によって計算した結果と本文 (2・2) 節の理論的結果を対比すれば、付第 1 表のとおりであり、これより 1% 程度の誤差を論ずる場合には、丸めの誤差を無視してもさしつかえないことがわかる。

付第 1 表 正弦振動の数値計算誤差 (Modified Euler 法, $N=20, \Delta t=\frac{2\pi}{20}$)

振 幅 $\sqrt{x^2+y^2}$				位 相 $\tan^{-1} x/y$ (deg)			位 相 誤 差 (deg)		
真 値	計算機	理論値	真 値	計算機	理論値	真 値	理論値	$\frac{B-A}{B}$	(%)
0.31416	1.0000	1.0000	18	17.854	17.852	0.146	0.148	2.7	
0.62832	"	"	36	35.708	35.704	0.292	0.296	1.3	
0.94248	"	"	54	53.562	53.556	0.438	0.446	1.8	
1.2566	"	"	72	71.417	71.408	0.583	0.592	1.5	
1.5708	"	"	90	89.271	89.260	0.729	0.740	"	
1.8850	"	"	108	107.13	107.11	0.87	0.89	2.2	
2.1991	"	"	126	124.98	121.96	1.02	1.04	1.9	
2.5133	"	"	144	142.83	142.82	1.17	1.18	0.9	
2.8274	"	"	162	160.69	160.67	1.31	1.33	1.5	
3.1416	"	"	180	178.54	178.52	1.46	1.48	1.4	
3.4558	"	"	198	196.40	196.37	1.60	1.63	1.8	
3.7699	"	"	216	214.25	214.22	1.75	1.78	1.6	
4.0841	"	"	234	232.10	232.08	1.90	1.92	1.0	
4.3982	"	"	252	249.96	249.93	2.04	2.07	1.5	
4.7124	"	"	270	267.81	267.78	2.19	2.22	1.4	
5.0266	"	"	288	285.67	285.63	2.33	2.37	1.7	
5.3407	"	"	306	303.52	303.48	2.48	2.52	1.6	
5.6549	"	"	324	321.38	321.34	2.62	2.66	1.5	
5.9691	"	"	342	339.23	339.19	2.77	2.81	1.4	
6.2832	"	"	360	357.08	357.04	2.92	2.96	"	

注: $N=20$ は第 1 図より見るように周成数誤差がほぼ 1% の点である。上表において、 $(B-A)/B$ が Truncation error 以外の原因による誤差である。上表はこの値が 2% 程度にすぎないことを示している。すなわち、誤差の 98% 程度は Truncation error であることを示している。

UDC 621.311.153:621.316.72:621.311.2.072.8

周波数調整用発電所と調速運転発電所の 協調について*

資料・論文

36 9

正員 田 村 康 男†

緒 言

周波数調整用発電所の特性を決める基礎資料の一つとして、系統内における負荷変化の特性、間接的には系統周波数変化の特性をあげることができる。系統構成のいかん、時刻の別によって負荷変動の性格も相違し、それに伴う周波数変化幅、変化率も異なるから、制御装置の制御幅、追従性を決定するために系統内のランダム変化の特性をはあくする必要がある。

周波数制御の対象となる短期の負荷変動は、(i) 正弦波状変化、(ii) ランダム変化、(iii) 階段状変化(負荷突変時またはトリップ)、(iv) 一定こう配の変化、(v) 特殊負荷(ミルモータ稼働による台形波状くり返し負荷)の5種に分類してもよいと考えられる。

自動周波数制御だけでなく一般の自動制御系でいう最適制御とは、当面の目的にもっとも適当な判定基準に照らして最適と称するので、もちろん絶対的なものではない。最適ではないが、良好な制御結果をもたらすような基準はときには幾つも存在するから、一つの問題をいろいろな角度から考察するうちに自から適当な準最適判定基準が定まってくるのが普通であろうと思われる。

本文では周波数変動の実態を確率的にはあくしたのち、正弦波状および定常不規則な負荷変化に注目し、次の3基準によって系全体の協調を図ろうとするものである。すなわち、(1) 制御結果を所定の許容値内におさめ、(2) 制御装置に非線形要素がそう入された場合に操作部の働きは少なくとも不必要に増加しないように配慮し、かつ(3) 操作量を極力小に押えようという手順である。

1. 電力系統の外乱特性

本章では周波数変化幅および変化率に対し、以下の順序にしたがって推計学的な考察を試み、昭和30年10月、中部電力株式会社の系統で得られた周波数ラ

ンダム試験記録⁽²⁾を用いて具体的に説明する。

(1) 正規分布と実測値の分布との比較、(2) 自己相関関数、(3) 周波数変動の変化率、(4) スペクトル密度、(5) インパルス解析⁽⁵⁾

(1・1) 正規分布と実測値の分布との比較 正規分布 $N(m, \sigma^2)$ とは、変量 $x(t)$ が区間 $(x, x+dx)$ に存在する確率 $P(x, x+dx)$ が

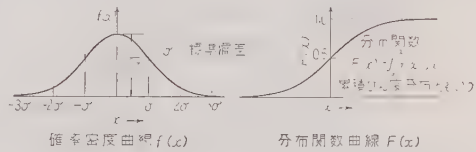
$$P(x, x+dx) = (1/\sqrt{2\pi}\sigma) \times \exp[-(x-m)^2/2\sigma^2]dx \dots\dots (1)$$

m : x の平均値, σ : 標準偏差

で与えられるような分布のことであり、(1) 式を規格化した標準正規分布 $N(0, 1)$ は

$$dF(x) = f(x)dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx \dots\dots (2)$$

$f(x)$: 確率密度, $F(x)$: 分布関数 (第1図参照)



第1図 確率密度および分布関数

適当に長い時間観察すれば、周波数のランダム変化は多くの偶然量の集合と考えられるが、もしその分布状態が正規分布に比較的近い事実を確かめ得たならばその後は正規分布とみなして取り扱うのが便利である。

第2図および第3図には、第1表に示したランダム試験結果と標準正規分布 $N(0, 1)$ にしたがうときの累積ひん度分布とを単独連系の両者について一例ずつ比較した。サンプル数を変えたときの分布に与える影響は図の曲線から一概にいうことができないが、周波数変動はいずれの場合も正規分布とみなしてさしつかえないことがわかる。なお、伊丹一岡山線⁽³⁾⁽⁴⁾の潮流および周波数を昭和29年春に調査解析した結果、連絡線の潮流変動の分布のほうが周波数変動の分布より一層正規分布に近いことがわかっている。

第1表は単独、連系各時刻の周波数変動幅に関する

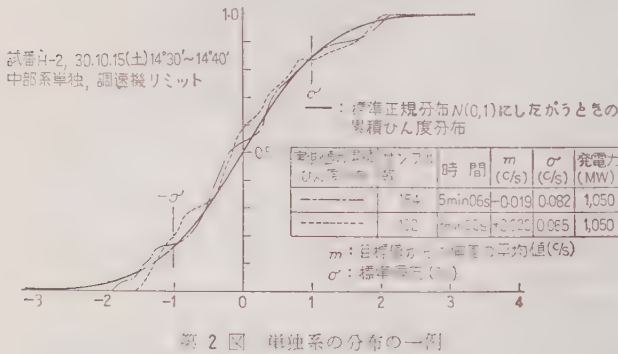
* On the Coordination of an AFC Station and the Governor Operated Power Plants. By Y. TAMURA, Member (Faculty of Science and Engineering, Waseda University).

† 早稲田大学第一理工学部電気工学科講師

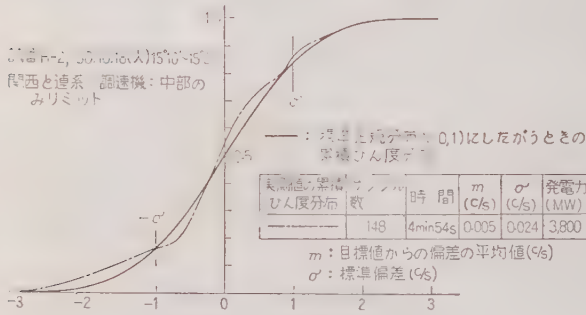
第 1 表 ランダム変化試験の日程および周波数変化幅

試験 番号	系統発電力 (MW)	日 程		調 速 機	m(c/s)*	周 波 数 変 化 幅 (c/s)				試験中の 最大変動幅	
		年月日	時 分			標準偏差 σ(c/s)*	危 険 率 5%	危 険 率 1%	危 険 率 0.1%		
F-1	中部系 単 独	1,050	30-10-15 (土)	10°43'~10°53'	Limit						
F-11			"	11°20'~11°35'	"	0.045	0.036	±0.071	±0.093	±0.118	±0.14
F-2			"	14°30'~14°40'	"	-0.019	0.082	±0.161	±0.211	±0.27	±0.15
F-3		"	18°10'~18°20'	"							
F-4		600	30-10-16 (日)	3°10'~3°20'	"	0.062	0.073	±0.143	±0.188	±0.24	±0.23
F-5	"		3°35'~3°45'	"	-0.091	0.062	±0.122	±0.160	±0.214	±0.20	
H-1	関西 と連 系	3,800	30-10-18 (火)	10°31'~10°41'	Free						
H-2			"	15°10'~15°20'	中部系のみ Limit	0.0049	0.024	±0.047	±0.062	±0.079	±0.07
H-3			"	18°10'~18°52'	"	-0.028	0.030	±0.059	±0.077	±0.099	±0.12

注 *：標準偏差 σ(c/s) および目標値からの偏差の平均値 m(c/s) はいずれも約 5min 内の値を示す。



第 2 図 単独系の分布の一例



第 3 図 連系時の分布の一例

事項を一括して示したものである。周波数偏差の平均値 m(c/s) は単独系深夜が最大, 単独系の午前午後, 連系の順に小さくなっている。標準偏差 σ(c/s) は系統発電力が大幅に変動してもそれほど大きな影響を受けず, 単独午後, 深夜, 午前, 連系の順に小さくなる。

第 1 表の周波数変動幅の欄の意味を述べると, 試験 F-2, 危険率 1% で ±0.211(c/s) というのは, 変動幅が ±0.211(c/s) をこえるおそれのある確率は 1%

なりということ。試験中の周波数最大変動幅は危険率 1% あるいは 0.1% の近傍に集まっているのが認められ, それぞれ 2.57σ と 3.29σ に相当する。

(1・2) 自己相関関数 時間とともに変動する量 (たとえば周波数, 電力潮流など) の平均値からの偏差 x(t) について, (3) 式の演算を行った R(t) を自己相関関数といい, (4) 式の ρ(τ) を規格化した自己相関関数と呼ぶ。

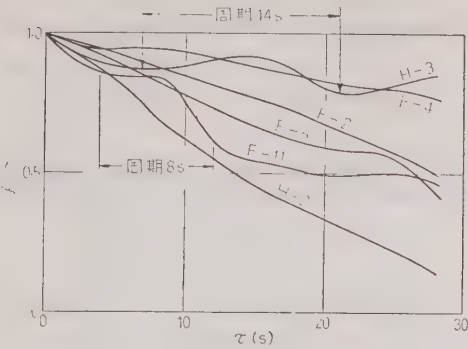
$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t+\tau) dt$$
$$\approx \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x(t_i) \cdot x(t_i + \tau)$$

..... (3)

$$\rho(\tau) = R(\tau) / R(0) \leq 1 \dots \dots (4)$$

R(τ) あるいは ρ(τ) は x(t) の時間だけ隔たった諸点間の親密の度合を示し, 振動状態を呈するときは x(t) に周期的変動が存在する。また R(0) = σ² (分散, 標準偏差の 2 乗) という関係がある。

第 4 図で中部系統の ρ(τ) は H-3 (または F-4) と H-2 の曲線ではさまれる範囲に収まる傾向が見られるが, この ρ(τ) の傾斜は次節周波数変化率の項で大切なデータとなる。曲線 F-11 および H-3 は比較的明確な周期的変動を示し, F-11 (単独午後) では約 8 s, H-3 (連系ピーク) では約 14 s の周波数変動周期が見られる。曲線 H-2 (連系午後) は不確かながら周期 20 s 程度の変動を含み, さらに記録の読取り区間が 5

第 4 図 規格化した自己相関関数 $\rho(\tau)$

min であるため断言できないが、F-2, F-4, H-2 には“min”程度の長周期変動が若干存在すると考えられる。

(1・3) 周波数および発電所出力の変化率 $x(t)$ が正規分布 $N(0, \sigma^2)$ をなし、時間 t における値 x が確定したとき、 $\tau(s)$ 後の時刻 $(t+\tau)$ において x' が実現される条件つき確率密度は (5) 式で与えられる。

$$f(t, x|t+\tau, x') = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2(1-\rho^2)}} \times \exp\left\{-\frac{(x' - \rho x)^2}{2\sigma^2(1-\rho^2)}\right\} \quad (5)$$

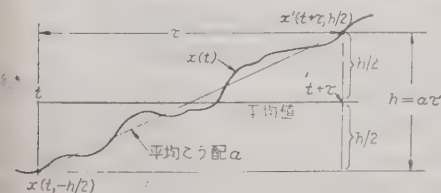
ただし $\rho(\tau) : x(t)$ の自己相関関数

第 5 図に示すように $\tau(s)$ 隔った 2 点 x, x' の座標を $x(t, -h/2), x'(t+\tau, +h/2)$ とし、平均こう配を $a(c/s)/s$ とすれば (5) 式は (6) 式のように書ける。

$$f(t, x|t+\tau, x') = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2(1-\rho^2)}} \exp\left(-\frac{U^2}{2}\right) \quad (6)$$

$$\text{ただし } U = \frac{h}{2\sigma\sqrt{1-\rho^2}}, \quad h = a\tau$$

AFC の運用上問題となるのは、たとえば $60s (= \tau)$ 持続的に平均こう配 $0.01(c/s)/s (= a)$ が続くものと予想を立てたときに、 $0.01(c/s)/s$ 以上の急激な変化率の生ずる確率 (= 危険率) は何パーセントであろうかということである。違った見方をすれば、予想のは



第 5 図 平均こう配と持続時間

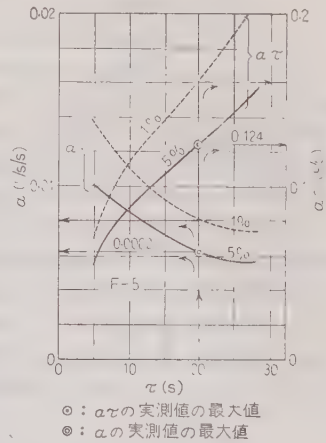
ずれる確率 (危険率) を仮に 5% と定めるとき、最大平均こう配 $0.01(c/s)/s$ は何秒持続するだろうかということにもなる。

第 6 図は (6) 式と正規分布の表を用いて、持続時間 $\tau(s)$ 、 $\tau(s)$ 間の最大平均こう配 $a(c/s)/s$ 、予想のはずれる確率 (危険率) の 3 者の関係を試験番号 F-5 について例示したもので、(6)

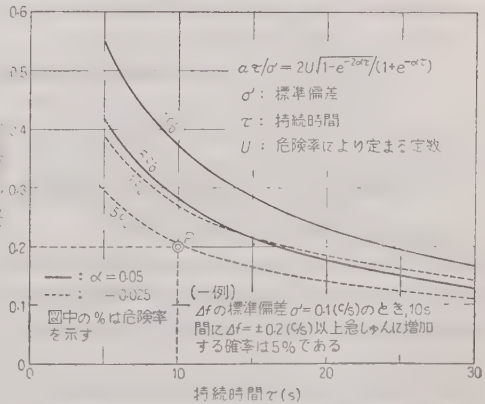
式の U に含まれる自己相関関数 $\rho(\tau)$ は第 4 図の曲線 F-5 から読み取った。

第 6 図において、深夜の最大平均こう配 a の予想が 5% はずれてもかまわないと想定するとき、 $\tau=20s$ にわたって持続する最大平均こう配 a の予想値は $0.0062(c/s)/s$ で、その間に増加または減少する周波数は $a\tau=0.124(c/s)$ となる。危険率を 1% にとれば、 $a=0.008(c/s)/s$, $a\tau=0.16(c/s)$ を得る。

図中◎印はオシログラムから読みとった最大平均こう配 $a(c/s)/s$ を示し、⊙印は持続時間中に増加または減少したサイクル数 $a\tau(c/s)$ を表わす。図には示さなかったが、F-11, F-5, H-2 では危険率 5% の曲線に、F-2, H-3 では 1% の曲線にきわめてよく



第 6 図 周波数変動の変化率

第 7 図 ランダム変化量の平均こう配 a 、持続時間 τ および危険率の関係

一致した。F-4 では実測値が相当大きく出たが、このような場合はきわめてまれであった。したがって全幅は 2σ ないし 2.6σ の間に存在することになる。

第7図は変動量の自己相関関数を $\rho(\tau) = e^{-\alpha\tau}$ と仮定したときの平均こう配を示したもので、 α および危険率がパラメータに選んである。!

偶然量の系列 $x_1, x_2, x_3 \dots x_n \dots$ があって、 x_n の実現する確率が x_{n-1} の実現された値によって定まるいわゆるマルコフ過程では、 $\rho(\tau) = e^{-\alpha\tau}$ となる。

(1.4) スペクトル密度 $G(\omega)$ スペクトル密度は不規則な変動量中のかくれた周期性およびその含有率を知る際に必要となる。

$$y_T(t) = y(t), -T \leq t \leq T$$

を満足する時間 t の関数 $y_T(t)$ (たとえば電力、周波数) のフーリエ変換は常に存在し、次式で示される。

$$A_T(\omega) = \int_{-T}^{\infty} y_T(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-T}^T y(t) e^{-j\omega t} dt \quad \dots\dots\dots (7)$$

スペクトル密度は (8) 式で与えられる。

$$G(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |A_T(\omega)|^2, (\omega \geq 0) \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$\text{性質: } \bar{y}^2 = \int_0^{\infty} G(\omega) d\omega = \text{分散}, (\omega = 2\pi f) \quad \dots\dots\dots (9)$$

自己相関関数との関係 (1.2) 節ですでに述べた自己相関関数 $R(\tau)$ とスペクトル密度 $G(\omega)$ は互にフーリエ変換の関係にあり、(10) 式で結びつけられる。

$$G(\omega) = 4 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega \tau d\tau \quad \dots\dots\dots (10)$$

実際に $G(\omega)$ を求めるときは、 $y(t)$ が関数表示されていることは少ないから、(7)、(8) 式によって $G(\omega)$ は得られない。このような場合まず $y(t)$ から $R(\tau)$ を計算し次いで (10) 式の関係を用いて計算する。

スペクトル密度 $G_i(\omega)$ を有する入力 $Y(j\omega)$ が、伝達関数 $Y(j\omega)$ を持つフィルタに加えられたときの出力のスペクトル密度 $G_o(\omega)$ は次式で表わされる。

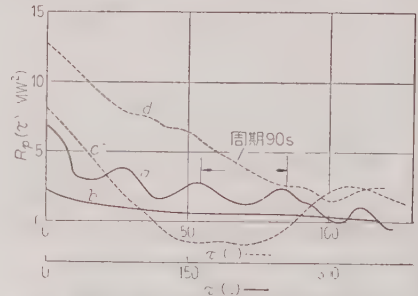
$$G_o(\omega) = |Y(j\omega)|^2 G_i(\omega) \quad \dots\dots\dots (11)$$

計算例 第2表に示した各日時における伊丹一岡山連絡線の電力潮流の自己相関関数 $R_p(\tau)$ 、スペクトル密度 $G_p(\omega)$ 、周波数偏差の $G_f(\omega)$ を第8図～第10図に示す。第8図などから読んだ潮流および周波数の標準偏差 ($= \sqrt{R(0)}$) は、第2表に示したとおりである。

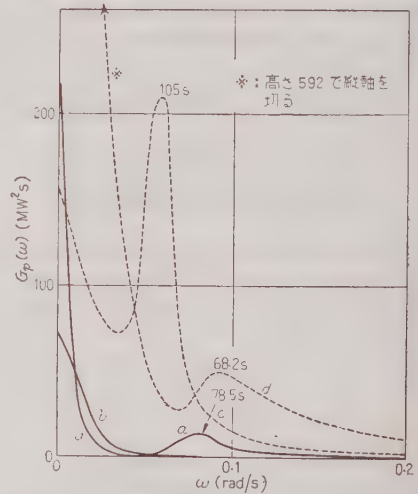
また第9図、第10図のスペクトル密度を調べると、 a, b, c, d いずれの場合も $0 \leq \omega \leq 0.2$ (周期 31 s 以上) の範囲に 93% 以上の成分を含むから、この場合

第2表 伊丹一岡山線のランダム変化

	記 録 日 時	標 準 偏 差	
		潮流 (MW)	周波数偏差 (c/s)
a	30-1-29 (上) 9:30~10:00	2.65	0.056
b	14:30~15:00	1.41	"
c	30-7-26 (火) 11:10~11:20	2.83	0.045
d	14:40~14:50	3.58	0.030



第8図 連絡線潮流偏差の自己相関関数

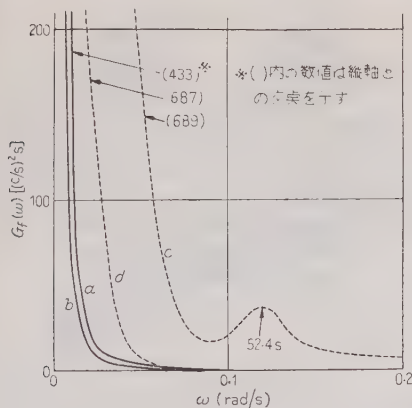


第9図 電力偏差のスペクトル密度

これ以上速い変動は考えなくてもよい。第9図の曲線 a, c, d はそれぞれ周期 78.5, 105, 68.2 s の成分を局所的に多く含んでいることがわかる。

2. 周波数調整用発電所と系統内調速機の協調

前章では系統の負荷変化を周波数を中介として観察し、確率論的考察によって負荷変動の実態のはあくに努めた。AFC の運用にあたり調整用発電所と系統内調速調速機の協調はきわめて重要である。この際、制御対象である負荷変化の実態に則した基準により調整



第 10 図 周波数偏差のスペクトル密度

を行うことが肝要である。前章で述べた負荷変動特性および緒言に記した代表的な負荷のタイプが考えられるが、本章では主として、(1) 正弦波状負荷変化および(2) ランダムな負荷変化を対象に制御系の応答の良否を論じ、必要に応じて他のタイプの負荷を参照する。

(2.1) 正弦波状負荷変化に対する制御系の応答

昭和 30 年 10 月 16 日から 19 日にかけて、中部電力の系統で行われた AFC 予備試験⁽²⁾において、周波数調整装置に人為的にそり入した不感帯の幅を変化させ、周波数偏差および調整発電所のサーボモータ移動量に対する影響を調査した。第 11 図の結果の一例から明らかなように、調整装置の df/dt 検出感度 (T_A) > 6.4 のときには、不感帯幅の増加に伴ない AFC 発電所のサーボモータ積算値が減少して、常識的にもうなづけるところであるが、 $T_A \leq 6.4$ の範囲では逆に増加の傾向が見られ、発電所への操作信号が減少したはずであるにもかかわらず操作量が増すというきわめて不安定な、また不経済な現象が生じている。これは結論的に、AFC 装置の Δf 検出感度が df/dt 検出感度 T_A にくらべて大き過ぎるからであるが、上記の事実にかんがみ、下記の 3 条件が同時に満足され

るよう AFC 装置と調速機の協調を図り、現象の裏づけを行った。

条件 (1) $\Delta f \leq 0.1$ c/s (一例として)

条件 (2) $\partial \lambda / \partial h \leq 0$ [不感帯幅 h (c/s) を増したとき、調整用発電所の操作量 (出力) が減少すること]

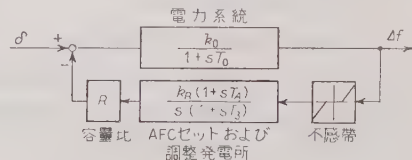
条件 (3) 調整出力 λ を最小にする。

条件 (2) $\partial \lambda / \partial h < 0$ は不感帯のそり入を有意義にし、また長期にわたって運転した結果、不感帯などの非線形要素が漸増した場合でも、発電所の運転特性を少なくとも不安定にしないためにぜひとも必要である。

電力系統内に発生する任意の負荷変化は、各種の周波数成分の集合と考えることができる。AFC 装置が積分制御特性を持つ場合は、AFC 発電所が比較的長期傾向の変化分を分担し、系統内で調速機運転を行っている一般の水火力発電所が主として速い変化分を受け持つことが定性的にみても望ましいと考えられるが、以下は不感帯を中介としながら周波数応答的な見地から定量的に両者の協調問題を考察した。

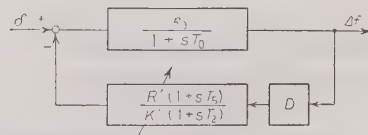
(i) 構成図と不感帯の等価伝達関数

(a) AFC 運転時の構成線図 以下の解析に使用する構成図を第 12 図、第 13 図に示す。



δ : 電力外乱/系統容量 k_0 : c/s/p.u.MW (p.u.=per unit, 単位法), T_0 : 電力系統の時定数 (3.5 s, 調速機リミット) T_A : サーボモータ時定数 3 s, T_A : df/dt 検出感度 k_R : 調整発電所全体としての比例利得, R : 調整発電所容量/系統容量

第 12 図 調整発電所

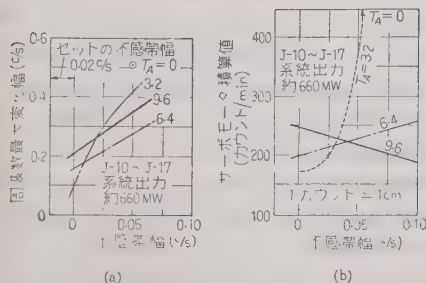


δ : 電力外乱/系統容量 c_1 : c/s/p.u.MW, T_0 : 電力系統の時定数 (3.5 s, 調速機リミット) T_A : 15 s, T_A : 7 s, D : 不感帯の等価伝達関数, R'/K' : 調速機運転発電所容量/系統容量 $f_n = 50$ または 60 c/s 平均調定率 $\times f_n$

第 13 図 調速機運転発電所

$R'/K' = 20/f_n$ は、60%/3%、40%/2% のいずれに解釈してもよい。60%/3% の意味は全並列容量の 60% が調速機運転を実施するものとし、その平均調定率が 3% であるということである。

(b) 不感帯の等価伝達関数 不感帯要素はその入力振幅が不感帯幅 $\pm h$ をこえたとき初めて出力が



第 11 図 不感帯幅の影響

得られる。

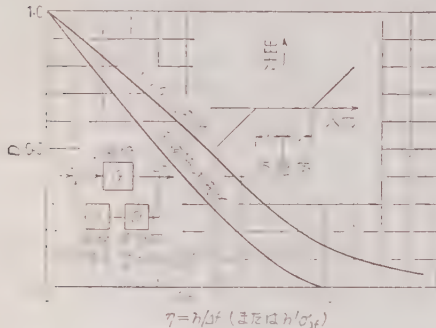
正弦波入力振幅と出力の基本波振幅を比較して、不感帯の等価伝達関数は次式で与えられる。

$$D = \frac{2}{\pi} [\cos^{-1} \eta - \eta \sqrt{1 - \eta^2}] \angle 0^\circ \quad \dots (12)$$

$$\eta = \frac{h}{\Delta f} = \frac{\text{不感帯幅}}{\text{入力に等価な正弦波振幅}} \quad \dots (13)$$

(12), (13) 両式からわかるように、非線形要素の一つである不感帯の伝達関数は入力振幅 Δf の関数となっており、線形要素と本質的に異なる点である。

第 14 図に η と D の関係を示す。



第 14 図 不感帯の等価伝達関数

(ii) 不感帯を含んだ制御系の解析 第 14 図において正弦波状の外乱 δ が発生したとき、 $\dot{\mu}$, λ の満足すべき条件は次式のとおりである。

$$\dot{\delta} = \dot{\lambda} + \dot{\mu} \quad (\text{ベクトル関係}) \quad \dots (14)$$

$$\lambda = \mu - GHD \quad (\text{調整出力}) \quad \dots (15)$$

$$\beta = \angle \dot{\mu} - \angle \dot{\lambda} = \angle (1/GHD) \quad (\text{位相関係}) \quad \dots (16)$$

ここで $\dot{\lambda}$: 調整出力, $\Delta f = G \mu$

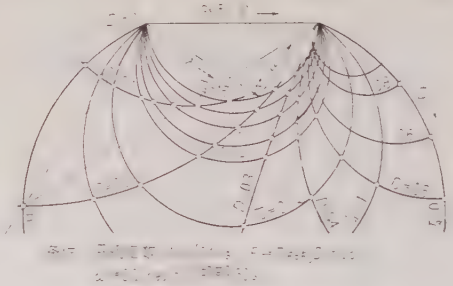
$$G = \frac{k_0}{1 + sT_0} \quad (\text{系統})$$

$$H = \frac{Rk_R}{s(1 + sT_3)} \quad (\text{調整発電所})$$

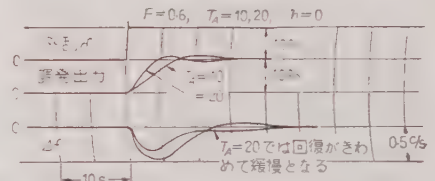
第 15 図は外乱 δ , 調整発電所出力 λ , 調整しきれない外乱の残部 μ が条件式 (14), (15) 式および (16) 式を満足する場合のベクトル関係を図示したもので、パラメータとして T_A と D の二つが選んである。

T_A 一定の軌跡は外乱 δ を弦とする円弧となり、その弧上を λ の終端が D の値にしたがって移動する。 D 一定の軌跡はこれまた円弧となり、円の中心は一直線上に並ぶ。外乱 δ が定常的な正弦波振動を持続すれば D は一定値となるが、過渡状態では $0 \leq D \leq 1$ の範囲で連続的に種々の値を通過する。

第 15 図のベクトル関係は T_A および D が AFC



第 15 図 δ, λ, μ のベクトル関係



第 16 図 df/dt 検出感度が過渡応答におよぼす影響

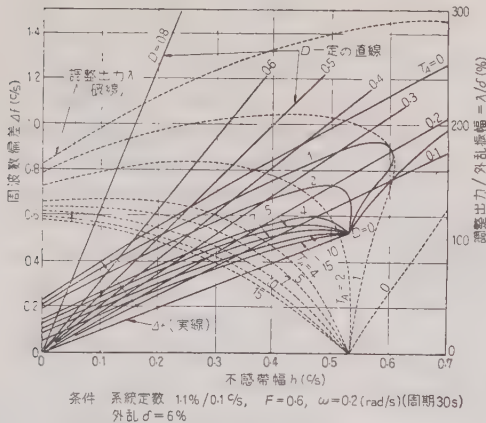
運転に与える影響を明確に示している。不感帯幅 h が相当大で、したがって D が零に近いときに T_A を小さく選ぶと、 λ の先端はたとえば B 点にあり、調整発電所の出力 λ は外乱 δ と逆位相の成分を含んで $\lambda > \delta$ となり、 $\mu (\Delta f$ に比例) は無制御時よりも大きくなる。したがって、 B 点で制御することは無意味である。図中の A 点はこの意味ではおかしな点にすぎている。

T_A を適当に大きく選べば良好な制御結果を得るうえに大いに役立つが、無制限に大きくはできない。 T_A が無限大でも第 15 図の三角形 (δ, λ, μ) の面積は零にならず、また第 12 図の系に階段状外乱が印加されると周波数偏差の回復が非常に遅れ、(第 16 図) 定常不規則な外乱に対してはサーボモータ移動量が極小の点からずれて運転上好ましくないからである。(第 21 図)

第 15 図では不感帯幅 $h(c/s)$ が表立って現れずに $h/\Delta f$ の関数 D がパラメータであった。第 17 図は h が Δf および調整出力 λ に与える影響を直接表現したもので、系統条件は第 15 図と同一である。

不感帯幅 $h(c/s)$ が増すにつれ、周波数偏差 Δf は h のきわめて大きい範囲を除いて T_A のいかにかわらず増加し、常識的にも予期しうるところであるが、調整出力 λ は T_A の大小により増減二つの場合に区別される。

$T_A = 5, 10, 15$ では初めから減少するのに対し、 $T_A = 0, 1, 2$ ではいったん増加し、次いで減少する。



第 17 図 不感帯幅 h が周波数編差 および調整出力におよぼす影響

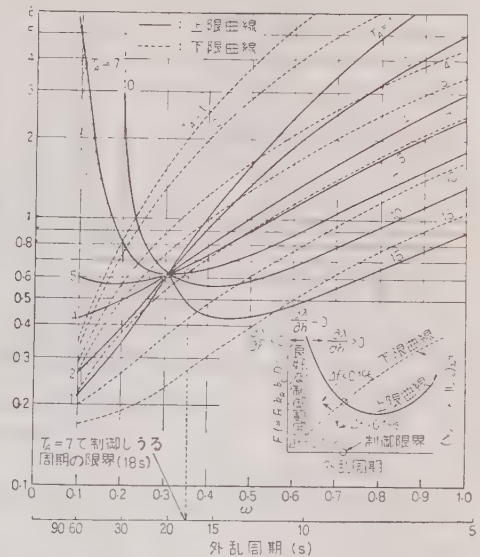
制御系内各部に存在する不感帯幅およびわざわざ装置にそう入する不感帯幅はこの増加する範囲に相当しているため、 $T_A=0, 1, 2$ の場合は不感帯を設けて積算値あるいは立上がり速度を減少させたいという要望はかなえられない。 $T_A=4$ であれば調整出力 λ の曲線は水平位置から出発し、増加・減少の境界面をなす。

T_A が比較的小さい場合には不感帯幅の大きな範囲で跳躍現象が発生する可能性が認められる。(第 17 図)

(iii) 調整発電所の良好な制御範囲と制御しうる外乱周期の限界⁽⁷⁾⁽⁸⁾ 本節でいう良好な制御範囲とは(2・1)節の 3 条件を満足する範囲である。

第 18 図には T_A をパラメータとして調整発電所の良好な制御範囲を示した。系統定数は調速機リミットの値を用いてある。図中、上限曲線は $\partial \lambda / \partial h = 0$ を満足し、下限曲線は各外乱周期に対し $\Delta f = 0.1$ c/s なる点の軌跡で斜線を施した扇形部分が良好な制御範囲に相当し、扇の要(かなめ)の周期が限界を与える。不感帯をそう入した場合は F が小さくなるから、限界はさらに左に寄り、短周期の外乱は制御しきれなくなる。

制御限界だけに注目して、さらに一般的な表現を第 19 図にまとめた。曲線 B_1, B_2, \dots, B_{15} の下側が各 T_A (df/dt 検出感度) の値に対する調整発電所の良好な制御範囲に相当し、 B_i 曲線上には第 18 図で示した扇形の要の点の $F (=R k_R k_0 D; \Delta f$ 検出感度に比例) が目盛っている。一方、曲線 A の下側は無制御で系統特性だけにたよった場合でも許容周波数偏差内に収まる範囲である。例として、片振幅 4% ($\delta=0.04$) の正弦波状外乱が発生しているときに $\omega_0 \leq 0.3$ rad/s (周期約 20s 以上) の変動に対して $\Delta f \leq 0.1$ c/s に押え



系統時定数 $T_0=35s$, サーボモータ時定数 $T_1=3s$, $d/\Delta f=0.3$

第 18 図 調整発電所の良好な制御範囲と制御限界

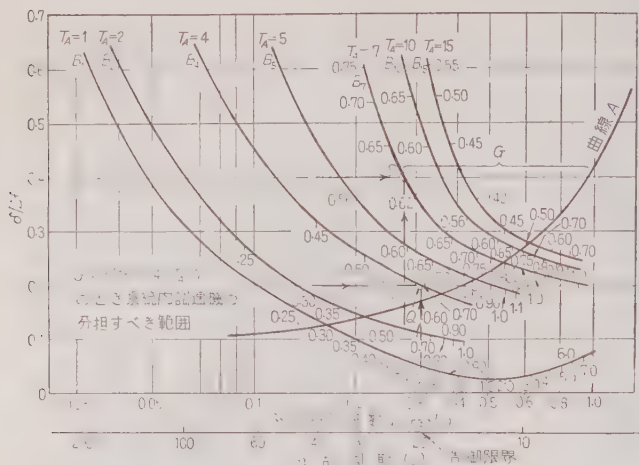
たい場合には、 $\delta/\Delta f=0.04/0.1=0.4$ および $\omega_0=0.3$ の交点 S を知って必要条件 $T_A \leq 7, F=R k_R k_0 D=0.63$ を得る。 F に含まれる四つの要素の振り分けは、調整発電所のサーボモータ移動量をどの程度まで許容するか、などの制限を付加して行えばよい。

この際、曲線 B_7 と A の間にギャップができるが、この範囲の変動周期をもつ外乱成分はぜひとも系統内に散在する調速機に負担してもらわなければならない。図中 G で示したのが調速機の分担範囲で、周期は 20s から 6s にまたがる。

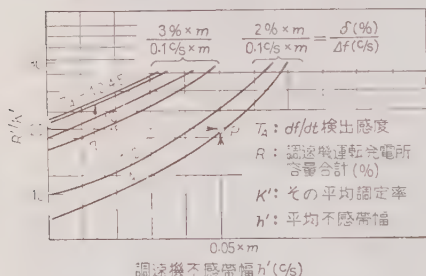
(iv) 調整発電所と系統内調速機運転発電所との協調 調整発電所に設けられた AFC 装置の df/dt 検出感度 T_A と他の調速機運転発電所の機能との関係を第 20 図に示した。縦軸は調整発電所以外の調速機運転発電所の容量 $R'(\%)$ と、調定率の平均値 $K'(\%)$ の比 R'/K' を示し、横軸はこれら調速機群の平均不感帯幅 $h'(\text{c/s})$ に選んである。パラメータは T_A と $\delta/\Delta f$ である。

一例をあげれば、容量 $R'=60\%$ 、平均調定率 $K'=3\%$ 、平均不感帯幅 $h'=0.05$ c/s、 $\delta=0.02$ (片振幅 2%) なる条件で、いかなる周期の変動に対しても $\Delta f \leq 0.1$ c/s を確保したい場合 df/dt 検出感度は $T_A \geq 4$ でなければならない。(第 20 図 P 点)

ここで第 19 図にもどって、 $\delta/\Delta f=0.2, T_A=4$ の交



第 19 図 調整発電所の良好な制御範囲と調速機との協調



第 20 図 調速機の性能と T_A の関係

点 Q を求めると、 $F=(Rk_Rk_0D)\approx 0.6$ 、制御限界 20 s を得る。

上述のように第 19 図、第 20 図を用いれば、与えられた系統状態、発電機の性能に対し各部の協調をはかりながら、AFC 装置の Δf 検出感度 $\propto F$ 、 df/dt 検出感度 T_A および制御の分担限界を知ることが可能である。

(2.2) ランダムな負荷変化に対する制御系の応答

(2.1) 節においては負荷変化を正弦波の集合と考え、周波数応答の見地から電力系統の協調について述べたが、本節では確率論的手法によりランダム変化に対する制御系の応動、ことにサーボモータ移動量の積算値および発電所出力の立上がり速度と df/dt 検出感度の関係について述べる。

(i) ランダムな負荷変化に対するサーボモータのレスポンスと調整容量決定の一指針

(a) ランダム変化に対する不感帯の等価伝達関数 電力系統に発生する負荷変化およびこれに起因する

周波数変動の両者は、ほぼ正規分布をなすことがわかっているので、不感帯の等価伝達関数 D は同時確率分布の計算を進めることにより第 14 図で表わされる。同図中、正弦波状負荷とランダム負荷変化の二つに対する等価伝達関数の差異に注意されたい。

(b) AFC 装置の特性 (df/dt 、 Δf 検出感度、不感帯幅 h) とサーボモータ積算値などとの関係⁽⁶⁾

ランダム負荷変化の性格は、確率論的な立場から自己相関関数で表わすと非常に明確になる。負荷変化の相関関数は $\rho(\tau)=e^{-\alpha\tau}$ または $e^{-\alpha\tau}+ke^{-\gamma\tau}\cos(\beta\tau+\varphi)$ で表わされることが多いが以下 $\rho(\tau)=e^{-\alpha\tau}$ なる推計の性格を有する変動負荷が第 12 図

の電力系統および制御系に加えられた場合を考える。

(17) 式を基礎として文字のまま積分を行うと、(18) 式の関係を得る。

$$\left. \begin{aligned} y(s) &= Y(s)x(s) \\ G_y(\omega) &= Y(j\omega) \cdot {}^2G_x(\omega) \\ \sigma_y^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_y(\omega) d\omega \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

ここで、 $x(s)$ ：変動の源、 $y(s)$ ：結果、 $Y(s)$ ： x と y を結びつける伝達関数、 G_x 、 G_y ：それぞれ x 、 y のスペクトル密度、 σ_y ：変動量 y の標準偏差

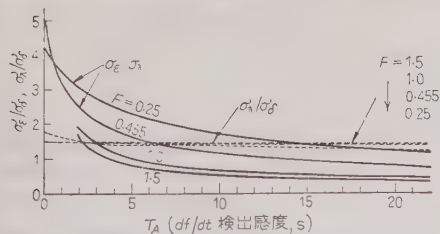
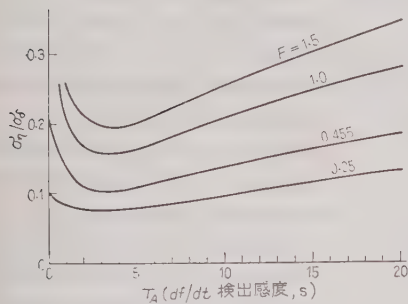
$$\left. \begin{aligned} (\sigma_{\Delta f}/\sigma_\delta)^2 &= \alpha k_1^2 A + CT_c^2/D_0 \\ (\sigma_\lambda/\sigma_\delta)^2 &= 2\alpha F^2 \left[AT_A^2 + \frac{1}{\alpha F} (AB - CT_1 T_c) \right] / D_0 \\ (\sigma_\eta/\sigma_\delta)^2 &= \alpha F^2 (A + CT_A^2) / D_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

$$\text{サーボモータ移動量} = \sqrt{2/\pi} \cdot \sigma_\eta$$

ただし、 $D_0 = ABC - (\alpha FA^2) - (T_1 T_c C^2)$ 、 $A = T_1 + T_c + \alpha T_1 T_c$ 、 $B = (1 + FT_A) + \alpha \times (T_1 + T_c)$ 、 $C = F + \alpha (1 + FT_A)$

ここで σ_δ 、 $\sigma_{\Delta f}$ 、 σ_λ はそれぞれ負荷変化、周波数偏差および調整発電所出力変化の標準偏差で、 $\eta = d\lambda/dt$ である。計算結果の一例を第 21 図に示す。

取り扱う系が第 22 図のように、電力系統、水火力調速機運転発電所および周波数調整用発電所を含むと (18) 式を文字で導出することは困難になり、ディ

(a) Δf およびAFC発電所出力 λ_i の標準偏差

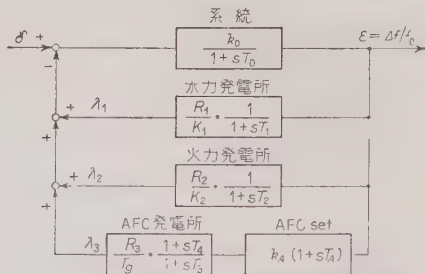
(b) サーボモータ移動量

第 21 図 $\Delta f, \lambda, \eta$ におよぼす T_A の効果

デジタル計算機⁽⁹⁾の助けを借りるのが得策である。第 22 図の系に (17) 式と同様の関係を適用し、負荷変化の自己相関関数 $e^{-\alpha\tau}$ の減衰定数 τ , df/dt 検出感度をおもなるパラメータとして計算を進め、一例として $\alpha=0.1$ の場合を第 23 図および第 24 図に示した。

ランダム負荷変化に対するサーボモータ積算値 $(=\sqrt{\frac{2}{\pi}}\sigma_{\eta})$ の極小点は第 21 図の例で $2 < T_A < 5$ の範囲に、第 24 図の例で $3 < T_A < 5$ の範囲に現われ、この範囲では発電所出力の立上がり速度も極小である。他のパラメータを変更してもこの値は大幅には変わらないから、 df/dt 検出感度 T_A の下限を推定するのにきわめてつごうがよい。正規分布の場合、標準偏差の 4 倍すなわち $\pm 2\sigma$ でおおうことのできる確率は 95 % であるから、 4σ をもって変化全幅と考えることにすれば、負荷変動の想定全幅 $4\sigma_{\delta} (=4 \times 1\%)$ に対して、第 21 図、第 24 図の $\sigma_{\Delta f}$ (あるいは σ_e) 曲線より T_A の下限値が求まり、(第 24 図で $T_A=40$) 同時に水火力両発電所および調整発電所が分担しなければならない出力変化幅の標準偏差 $\sigma_{\lambda 1}, \sigma_{\lambda 2}, \sigma_{\lambda 3}$ が知れる。 $[\sigma_{\lambda 1}=0.001$ (p.u. MW), $\sigma_{\lambda 2}=0.0025, \sigma_{\lambda 3}=0.0073$; 第 24 図 P 点] この $4\sigma_{\lambda 1}, 4\sigma_{\lambda 2}, 4\sigma_{\lambda 3}$ が各発電所の許容変動幅に収まればまずまず調整可能と考えてさしつかえないわけである。

周波数変化を惹起した負荷変化自身を検出するため、 df/dt 検出感度 T_A (s) は少なくとも系統時定数



δ : 電力外乱/系統容量, k_0 : 電力系統特性 $=0.2$ (p.u.c/s/p.u.MW (1%/0.1 c/s)), T_0 : 電力系統の時定数 $=4$ s, k_1, k_2 : 水火力発電所の調定率 $=0.03$ (3%), R_1, R_2, R_3 : 水力, 火力, AFC 発電所の容量/系統容量 $=0.2, 0.2, 0.1$, T_0 : カパシタの積分時間 $=20$ s, T_A : df/dt 検出感度 (s) k_4 : AFC 装置の比例感度 $=250$ ($\Delta f=0.2$ c/s で制御電圧 100 %) T_3, T_4 : サーボモータの時定数 $=15, 0$ s, T_1, T_2 : 水力, 火力発電所の時定数 $=10, 1$ s, $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$: 水力, 火力, AFC 発電所の出力変化幅, 第 25 図は上記の数値を用いて計算したものである。

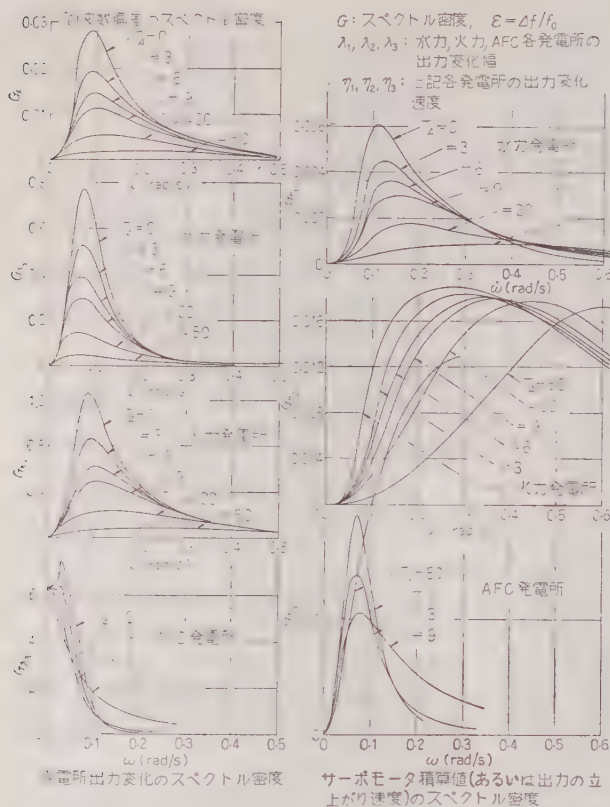
第 22 図 自動周波数制御系の構成図

T_0 (s) より大きくしなければならないが、あまり大きくすると調整発電所のサーボ積算値をいたずらに増加させ、また大きな出力変化速度 $d\lambda/dt$ を要求するから好ましくない。眼をインディシャルレスポンスに転ずると、過大な T_A は応答の回復を遅らせ、同時に発電所出力の急いゆんな立上りを要求する。(第 16 図)

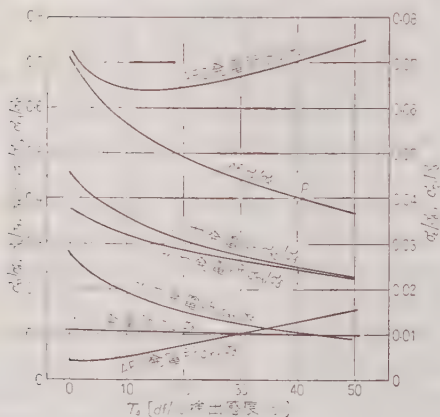
発電所出力 λ_i の変化率 (立上がり速度) $\eta_i = \frac{d\lambda_i}{dt}$ の標準偏差 $\sigma_{\eta i}$ は $T_A (=40)$ が決まれば第 24 図よりすべて定まる。 $[\sigma_{\eta 1}=0.00024, \sigma_{\eta 2}=0.001, \sigma_{\eta 3}=0.0013$ (p.u. MW/s)]したがって与えられた負荷変化 $\sigma_{\delta} (=1\%)$ に対し、 $4\sigma_{\eta i}$ が許容値内にはいれればよし、はいらなければ発電所の容量、調定率などを変更してすべての $4\sigma_{\eta i}$ が安全域にはいるよう努めなければいけない。いま調整発電所の容量が全系の 10 % ($R_3=0.1$) であれば、出力の立上がり速度の標準偏差 $\sigma_{\eta 3}$ は 0.78 (p.u. 発電所容量/min) となり、全幅は $4\sigma_{\eta 3}=3.12$ すなわち発電所容量の 312 %/min となるからやや荷が重すぎるかも知れない。(% 値/min) を逆に定めてやれば逆算により周波数偏差 $4\sigma_e$ が求まり、これ以下に押えることはできない。

電力系統、発電所および制御装置のいずれの特性が変更されても系全体のレスポンスは異なってくるが、特性の系統についてある程度計算図表を作製しておけば、これらに対処して比較的すみやかに良好な制御を実現することが可能であろうと考えられる。

サージタンクなどの水理系が系全体におよぼす影響については、水理系と負荷変化の振動周期が充分離れ



第 23 図 周波数偏差，出力変化幅および変化速度のスペクトル密度 ($d=0.1$ の場合)



第 24 図 周波数偏差，各発電所の出力変化幅および出力変化速度の標準偏差と T_A の関係

ていれば，特に問題にする必要はないようである。

結 言

以上，確率論的見地から電力系統における負荷変動特性のはあくに努め，それがほぼ正規分布をなし，定常不規則な集合であることを確認したのち，周波数調整用発電所の運用ならびに系統内調速機群との協調に関して周波数応答の手法およびスペクトル解析による考察を進め，実系統で発生した非線形現象の裏づけを行うとともに，これを基礎にして AFC 運用に関する最適制御の一基準，ならびに調整用発電所の容量決定の一指標を提起した。

筆者は昭和 29 年 7 月すでにスペクトル解析を伊丹一岡山連絡線の潮流と周波数の特性解析⁽³⁾に適用し，同解析法が電力系統運用上の諸問題に対しきわめて有力な武器であることを確認した。近年諸電力会社において負荷変動の実態調査を目的とするランダム変化試験が行われ，給電面に有力な基礎資料を提供している実情は，筆者の考え方を裏づけたものであると信じている。

昭和 34 年 8 月早稲田大学電子計算室に LGP-30 形デジタル計算機が

設置され，これを用いてそれ以前の手計算を再確認しえたので，調整発電所の運営に関連し基準ならびに指標を述べた次第である。

終りに本学埴野一郎教授のご指導ならびに電力中央研究所電力部尾出和也氏，電気試験所電力部甲賀将之氏の有益なる助言に対し深く謝意を表する。(昭和 35 年 8 月 9 日受付，同 10 月 4 日再受付)

文 献

- (1) James, Nichols & Phillips: Theory of Servomechanisms (Book) (1946)
- (2) 埴野・田村：自動周波数調整試験報告書 (昭 31-2)
- (3) 田村：AFC 研究会資料 No. 13 (昭 29-7)
- (4) 埴野・田村・武田：昭 31 連大 352
- (5) M. Cuenod: CIGRE 第 13 部会資料 (1955-4)
- (6) 埴野・村田・田村：昭 32 連大 459
- (7) 埴野・田村：昭 31 連大 417
- (8) 埴野・田村：CIGRE No. 308 討論 594 (1956)
- (9) 田村：電学誌 80, 923 (昭 35)

UDC 621.315.616.96 : 678.7/.8.027.77.028.2 : 539.143.083.2

核磁気共鳴吸収によるキャストレジンの 熟成に関する研究*

正 員 松 下 昭†

資料・論文

36-10

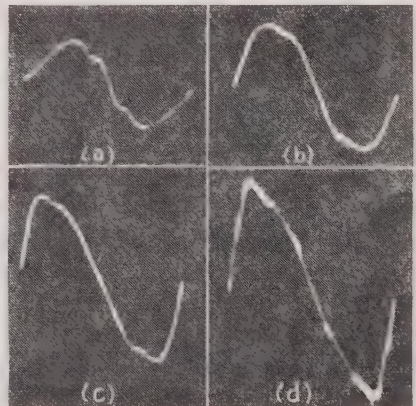
1. 緒 言

新規なキャストレジンの開発により新しい電気機器絶縁が可能となり、従来の絶縁混和物の適用分野はもとより電子機器のモールド処理などに広範な進出が期待されるようになった。このようなキャストレジンスなわちポリエステル系あるいはエポキシ系のレジンは、適切な処置によりその熟成が均一に行われ、絶縁層の性質が向上すれば機器の性能を著しく改善することができる。しかるにこの種レジンの均一な熟成については困難があり、ことに実際の処理においてはレジンに多量の充てん剤を添加する場合が多く、したがってモールド絶縁層の内部に未熟成部が残るやすい。そのような場合には絶縁層の誘電損が高くなり、機器の性能を低下する原因となる。特に電力機器のように高い定格電圧で運転するものほど電気的性質は不安定となり、ついには電力損を著しく増大する。

筆者らは通常の方法でモールドしたキャストレジンに特定の条件で行う加電圧処理が、かかる不安定性に対して治癒効果があり、電気的性質が向上することを認めた。そこでこの現象をさらに探究して均一熟成処理法を考案し、その一連の研究結果^{(1)~(3)}に関して公表した。このようなキャストレジン絶縁層の性能が加電圧処理によって向上する要因が、電界エネルギーの作用に基づく熟成状態の変化であれば、キャストレジンに含まれる水素原子核の挙動に着目して核磁気共鳴吸収からその現象の解明を図ることが考えられる。本論文はキャストレジンの完全熟成に寄与する加電圧効果の概要を述べ、次いで核磁気共鳴吸収によりその効果の究明を行った成果に関して報告するもので、熟成に伴う充てん剤の影響ならびに加電圧処理による均一熟成現象を核磁気共鳴吸収により追究、解析した点として若干の考察を加えたものである。

2. キャストレジンの加電圧時における現象

キャストレジンの硬化は、その高分子組成に応じた重縮合反応で行われるが、不飽和ポリマをビニル誘導体で橋絡反応させるようなレジンにおいては、触媒（硬化剤）を添加したのち、常温放置あるいは加熱法により硬化させたものが多い。このようにしてモールドしたキャストレジんに電圧を印加し、その値をだんだん増してゆくと、比較的低い電圧でコロナが発生する。



正弦波交流 50 c/s で測定

第 1 図 キャストレジン内部の発生コロナ

第 1 図は充てん剤として精製マイカ粉 10% を混練したポリエステル系キャストレジんに、真空脱泡処理と加熱処理とを行って板状モールド絶縁物を造り、その両面にそれぞれ銀を真空蒸着して電極となし、油中で高圧交流電圧を印加した場合の電流波形をブラウン管 オシロスコープで観測した結果の一例⁽¹⁾である。(a) 図は印加電圧 500 V における基準波形、(b) 図は 1,500 V において観察される微小な異常コロナの発生現象は、さらに電圧を高めてゆくと、時間の経過とともに見られなくなり、(c) 図のように 2,500 V では (b) 図の波形上にみられるような異常コロナの発生がみられな

* Study of Curing Properties of Casting Resins by Nuclear Magnetic Resonance Method. By A. MATSUSHITA, Member (Tokyo Institute of Technology).

† 東京工業大学電気工学科助教授、現在は東京ラジオコイル研究所 開発部

本研究は文部省科学試験研究費の補助を受けて行われた。

第 1 表 キャストレジンの誘電特性

測定電圧 (kV)	tan δ の平均値 (×10 ⁻²)				加電圧処理後 15, 10, 5 および 0%*
	加 熟 成 形 後				
	15%*	10%*	5%*	0%*	
0.5	5.0	3.3	2.5	2.5	2.3—2.8
1.0	6.8	4.3	2.8	〃	〃
1.5	6.7	5.7	3.2	2.6	〃
2.0	4.2	5.3	3.9	3.0	〃
2.5	3.0	3.4	3.8	2.9	〃
4.0	2.8	2.6	2.4	2.3	〃

(注) *：レジン中のマイカ充てん割合を示す。

い安定した波形を示すようになる。そして一度このような加電圧を施したものは、もはやより低圧では異常コロナを生ずることがなく、安定した電気的性質を示すようになる。(d) 図のように著しいコロナの発生が観察されるのは 15,000 V 以上である。

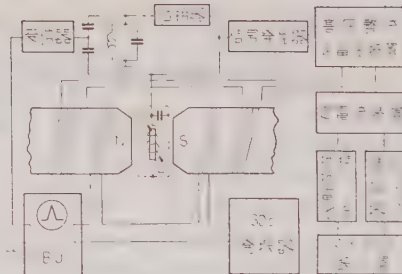
このような現象は充てん剤含量の異なったものおよびエポキシ系モールド試料についてもほぼ同様に認められ、またシェーリングブリッジを用いて誘電損を測定する場合にも現われる。すなわち、第 1 表にポリエステル系キャストレジンについて得た結果の一例を示したように、印加電圧を増してゆくと $\tan \delta$ が増大し、ある電圧付近ではその値を著しく増大し、不安定である。ところがさらに印加電圧を上昇させると $\tan \delta$ は時間の経過とともに変動しながら徐々に減少し、ついには一定の値に落ち着くようになる。このように高圧を印加して測定した後は、各試料とも、より低い電圧でそんな大きな損失を生ずることがなくなり $2.3 \sim 2.8 \times 10^{-2}$ の $\tan \delta$ になる。再び $\tan \delta$ が増大するのは 10 kV 以上の高圧である。

そこでこの現象に関してさらにモールドレジンから発生する異常コロナをリプルとして検出する装置により追突した結果、リプル継続時間は処理電圧に依存することがわかり、また加電圧効果は充てん剤の多いものほど顕著であることが明らかになった。

以上は普通の方法で熟成したキャストレジンの誘電特性の概要であるが、冒頭にも述べたようにこのような現象はキャストレジンの熟成状態の変化に基因するものと考えられるので、以下に述べるように核磁気共鳴吸収を観測、追究することにより現象の解明を図った。

3. 核磁気共鳴吸収観測法ならびに 試料の取扱い方

核磁気共鳴吸収観測装置の原理図を第 2 図に示す。P はモールド試料で、これを高周波ブリッジの共振回路のコイル L の中に入れる。そして主磁界 NS を徐



第 2 図 核磁気共鳴吸収装置の概要図

徐に変化させて、(1) 式を満足するような磁界を通して、核磁気共鳴によって電磁界のエネルギーを吸収し、ゼーマン準位間の遷移が起る。

$$\omega = 2\pi\mu H/h \dots\dots\dots (1)$$

ここに ω ：ラーモア歳差の角周波数、 μ ：原子核の磁気モーメント、 H ：原子核に作用する磁界、 I ：スピン量子数、 h ：プランクの定数

このときコイルのインピーダンスが変化し、ブリッジは不平衡になる。この出力を受信しブラウン管オシロスコープ BO に吸収曲線を描かせる。

キャストレジンのような固体の原子核により観測される吸収線は、それぞれ磁気モーメントを有する原子核間の双極子相互作用によって、問題の原子核の所に働く磁界 H は、外部磁界 H_0 のほかにそれらの局部磁界 ΔH が作用するので

$$H = H_0 + \Delta H \dots\dots\dots (2)$$

となる。したがって吸収曲線は外部磁界 H_0 と局部磁界 ΔH の分布に応じた広がりをもつことになり、一般にオシロスコープで観測される吸収線の形状は H_0 の関数となる。これを $F(H_0)$ とおくと、(1)、(2) 式より (3) 式のように表わされる。

$$F(H_0) = F\left(\frac{Ih}{\mu} \nu - \Delta H\right) \dots\dots\dots (3)$$

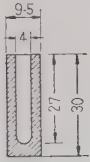
$$\text{ただし } \nu = \omega/2\pi$$

なお、これと同時に、磁界変調の電流に同期した吸収線の傾斜すなわち dF/dH に比例させた信号を位相検波し、この検波出力を記録計に送って吸収線の微分曲線 $F'(H_0)$ を自記記録するようにしてある。

試料は 3 % の過酸化ベンゾールを触媒として添加したポリエステル系キャストレジんで、これにそれぞれ 15, 10 % および 5 % の精製マイカ粉 (250 meshes/in) を充てんしたものである。そして真空脱気処理の後、加熱処理を施してモールド試料とした。その形状は第 3 図に示すように、加電圧処理、核磁気共鳴吸収の観測および誘電特性の測定にそれぞれつごうがよい

ように円筒状に作った。

加電圧処理の方法は、この円筒状試料の中空部に水銀を入れて内部電極とし、これとは別に水銀を入れた容器の中に垂直に置く。この場合モールド試料はその



(単位 mm)

第 3 図

モールド試料の形状

上部 3 mm を残して水銀中に浸漬するようにし、この水銀を外部電極とした。そして両極間の漏れを防止する意味で、これらの上部に絶縁油を満たすようにした。次に電極間に 10 kV (50 c/s) を印加し、その間に定時間ごとに試料をシェーリングブリッジ回路に切り換えて 2 kV における

$\tan\delta$ を測定する。このような加電圧処理を $\tan\delta$ の値がその最小値に安定するまで 5~20 min くらい加える。なお核磁気共鳴吸収の観測に先だち、加電圧の未処理部を含む試料の頭部 5 mm は切除した。

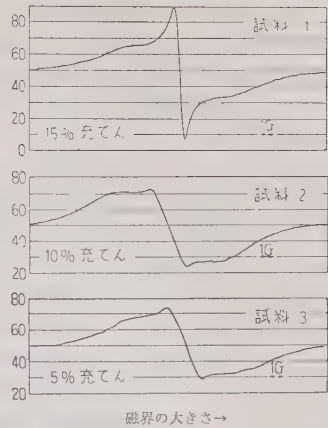
以下に述べる実験結果の観測時における主磁界の大きさおよび電磁界の周波数は、それぞれ約 7,050 G および 30 Mc であり、測定温度は 20°C である。

4. 核磁気共鳴吸収の観測 結果とその解析

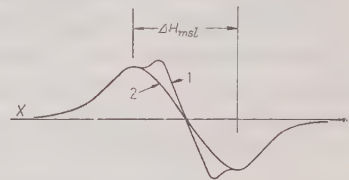
(4.1) 熟成におよぼす充てん剤の影響 先の報告で明らかのように、マイカを充てんした従来のキャストレジンを絶縁層は、その充てん割合の多いものほど誘電的性質の不安定さがあるが、加電圧効果による治癒現象は著しい。この原因としては充てん剤そのものの性質、形状によってあらわれる場合と、キャストレジンの反応に共存させた充てん剤が影響をおよぼしてあらわれる場合との二つが考えられる。その原因が後者の場合であれば、これは核磁気共鳴吸収を観測し解析することにより明らかにできよう。このような意図のもとにマイカ粉を 15, 10% および 5% 充てんし、100°C, 5 h の加熱処理を施してモールドしたキャストレジンについて、それぞれ核磁気共鳴吸収を観測した。

第 4 図は各試料の吸収線の微分曲線をそれぞれ記録した結果であって、横軸は記録紙 1 cm につき 0.5 G の割合で変化させた主磁界の掃引幅を表わし、縦軸は吸収線の微分値を示している。図にみるようにマイカ充てん割合の多少によってこれら共鳴吸収曲線に明らかな変化が認められ、マイカの多いものほど共鳴吸収量が多い。

これらの結果を完全に熟成したキャストレジンの微

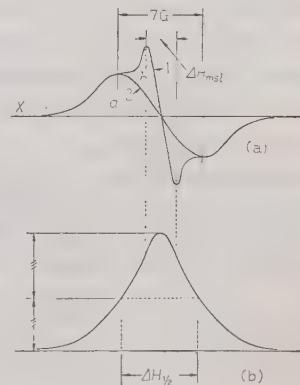


第 4 図 マイカ充てんモールド
試料の微分吸収曲線



第 5 図 熟成レジンの核磁気共鳴
吸収微分曲線

分吸収曲線と比較し分析すれば、各試料の熟成状態を解明することができる。完全に熟成させたポリエステル系キャストレジンの吸収曲線（後に実測結果を詳記する）は、第 5 図の曲線 1 に示したような形状であり、解析の基準として取り扱うにはやや複雑である。ところが完全に熟成したポリスチロール (1 Mc の $\epsilon=2.5$, $\tan\delta=0.0001$) の観測結果は、同図曲線 2 に示したようにきわめて単調な形状の微分曲線が得られ



第 6 図 核磁気共鳴吸収の微分曲線の解析

た。そして微分曲線の最大値と最小値を与える磁界の幅すなわち ΔH_{msl} は約 7 G であって、この吸収線をポリエステル系キャストレジンの各吸収線にそれぞれ対応させると、いずれの観測結果もほぼ ΔH_{msl} の範囲内で差異がみられる。

ゆえにポリスチロールの微分吸収曲線を基準にし、次に述べるような解析を行った。すなわち、第 6 図 (a) に示したようにポリエステルレジンの微分曲線 1 にポリスチロールの微分曲線 2 を対応させる。そして曲線 1 と 2 がそれぞれ X 軸と囲む面積の差すなわち斜線を施した部分の吸収面積 b と、曲線 2 の囲む吸収面積 a をそれぞれ面積積分する。次に a の値を 100 とした場合の b の値すなわち面積 a に対する面積 b の比率を算出する。 a はレジンの完全に熟成した部分に相当する値であり、 b はその大部分が未熟成の部分に相当する吸収面積であるから、 b の値はそのまま観測試料の未熟成部分の割合を意味する。以上に述べた方法によって第 4 図の微分曲線から各モールド試料の熟成状態を解析すると、第 2 表のような結果が得られる。ただし試料番号は第 4 図の記録紙の番号に対応している。また表には吸収曲線〔第 6 図 (b) 参照〕の両側面

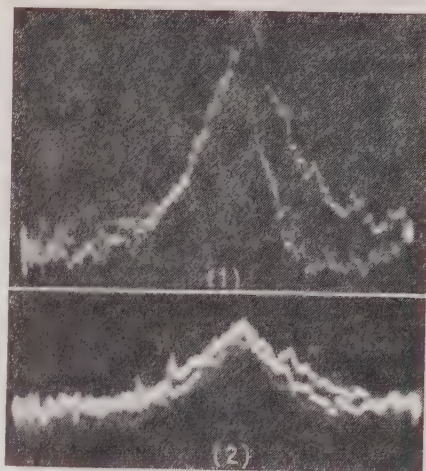
第 2 表 マイカ充てんレジンの核磁気共鳴吸収曲線の解析結果

試料番号	マイカ充てん量 (%)	微分曲線の面積比率		ΔH_{msl}	2 kV の $\tan \delta$
		a	b		
1	15	100	43	1.1	2.95×10^{-3}
2	10	"	35	2.5	2.73 "
3	"	"	21	3.7	2.65 "

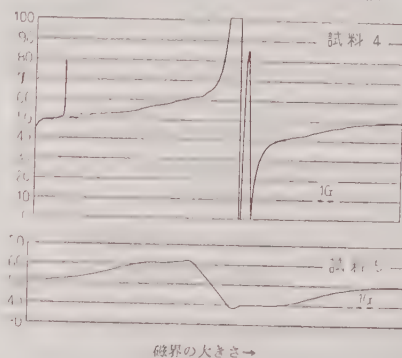
の最大傾斜を示す点の磁界の差に等しく、かつ半値幅 $\Delta H_{1/2}$ のよい目安となる ΔH_{msl} の値およびシェーリングブリッジにより 2 kV で測定した $\tan \delta$ をも併記した。表にみるようにマイカ充てん量の少ない試料 3 が他の試料に比較して b および $\tan \delta$ の値がもっとも小さく、 ΔH_{msl} の値が大きい。これらの解析結果はマイカ粉を多く充てんしたモールド絶縁層はど未熟成部が残されやすいことを明らかにしている。

第 3 表 試料の種類

試料番号	試料の内容	熟成処理条件	
		100°C 加熱 (h)	加電圧処理
4	モールドポリエステルレジ (充てん剤なし)	1.5	—
5	"	5.0	実施
6	マイカ 15% 充てん モールドレジ	1.5	—
7	"	5.0	—
8	"	"	実施



第 7 図 吸収線による熟成状態の比較



第 8 図 微分吸収曲線による熟成状態の比較

(4.2) 加電圧処理による均一熟成現象 熱処理により通常の方法で硬化させたものおよびさらに加電圧処理を加えたものなど、第 3 表に掲げたようにいくつかのモールド試料を作り、これらについて核磁気共鳴吸収の観測と解析を行ってその熟成現象を追究した。

第 7 図は、加熱処理によりある程度熟成させたモールド試料 4 の吸収線 (1) と、加熱および加電圧処理を施して完全に熟成させた試料 5 の吸収線 (2) とを比較して掲げたもので、(1) および (2) はそれぞれ試料 4 および 5 に相当する。図にみるように吸収曲線の半値幅 $\Delta H_{1/2}$ およびその形状に著しい変化が現われている。第 8 図は同様の試料について吸収曲線の微分曲線を観測した結果であって、100°C、1.5 h の熱処理を施した試料 4 の吸収はきわめて大きく、正の微分曲線の傾部は記録限界をこえて記録されていない。しかし、その傾部の大きさは負の微分曲線から容易に推定することができ。すなわち、図にみるように記録限界を

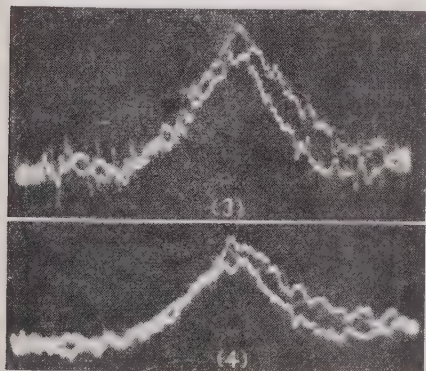
第 4 表 核磁気共鳴吸収による
熟成現象の解析

試料番号	微分曲線の面積比率		ΔH_{msl}	2 kV の $\tan\delta$
	a	b		
4	100	200.0	0.8	5.72×10^{-2}
5	"	15.6	2.8	2.52 "

こえる頭部を反転して記録させてあるので、正の頭部もこれとはほぼ同様の形状とみなすことができよう。試料5ではその吸収の波高値がきわめて小さくなっており、これと同時に ΔH_{msl} がかなり増大している様子がわかる。

これらの結果を先に行った方法で同様に解析してみると、第4表のようになる。表にみるように試料4にくらべ試料5はbの値に著しい減少がみられ、したがってこれは非常に良好な熟成状態にあることが認められる。キャストレジン絶縁層の熟成状態は前報でも述べたように、加電圧中におけるコロナ特性または誘電損の測定によってある程度判断することができたが、上に述べたように、核磁気共鳴吸収の観測とその解析結果はこれらの現象を明確に示している。

充てん剤を混入したモールド試料について得られた共鳴吸収の観測結果においても、以下に詳記するようにほぼ同様の現象がみられ、ことに加電圧処理による均一熟成効果を顕著に判別することができる。すなわ

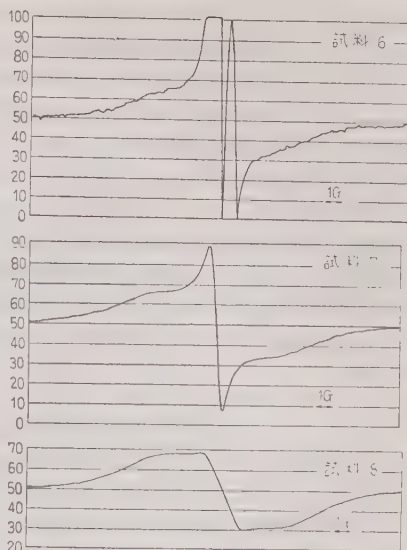


(充てん剤 15%)

第 9 図 吸収線による加電圧効果の観察

第 5 表 核磁気共鳴吸収による
加電圧熟成効果の解析

試料番号	微分曲線の面積比率		ΔH_{msl}	2 kV の $\tan\delta$
	a	b		
6	100	136	1.0	6.84×10^{-2}
7	"	43	1.1	2.95 "
8	"	19	2.7	2.45 "

磁界の大きさ→
(充てん剤 15%)第 10 図 微分吸収曲線による
加電圧効果の観測

ち、第9図は加電圧処理を施す前と後における試料の熟成状態を比較した吸収線 すなわち (3) と (4) であって、その半値幅に明りょうな変化が認められる。このような吸収線の微分曲線を観測した結果を第10図に示す。図にみるように、ある程度熟成させた試料6にさらに熱処理を施して熟成を進行させた試料7は、その後加電圧処理が加えられることによって試料8にみるように吸収が小さくなり、その熟成を著しく促進していることがわかる。第5表はこれらの結果を解析したものである。表にみるように熱処理による熟成の進行に伴ない $\tan\delta$ を減少し、微分曲線のbの値をも著しく減少している。そして加電圧処理により $\tan\delta$ が安定な値に達した試料8においては、bの減少とともに ΔH_{msl} の値に 2.5 倍程度の増大が認められる。

以上の研究成果から、核磁気共鳴吸収の観測とその解析によってキャストレジンの熟成状態ならびに電界エネルギーの作用に基づく均一熟成現象を推論することができる。ことにこのような加電圧処理効果は多量の充てん剤を使用する実際のモールド機器絶縁の処置において、一層顕著な効用を発揮するものとする。

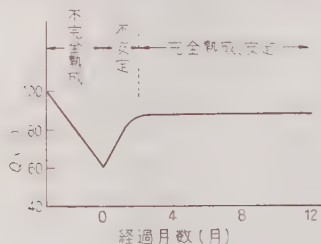
5. 考 察

キャストレジンの完全熟成の困難さについては他の研究者などによっても検討されており、たとえば、Manfield 氏⁽⁴⁾ は次のような報告を行っている。すな

わち従来の熟成法によりポリエステル系キャストレジンで埋込み成形したコイルの Q の経時変化を測定し、第 11 図に示すような結果を得ている。レジンの硬化処理後約 70 日間にわたって不安定な Q を示し、それ以後において徐々に安定な特性に変化してゆくことを認め、熟成が完了するのにきわめて長期日を要することを指摘している。

また治癒効果の一つとして Hausmann 氏⁽⁵⁾などは通常の方法でモールドした絶縁層に、再加熱処理による After curing を加えることによってその性能が改善できることを報告しているが、著者が明らかにした加電圧効果によって起きる After curing に類する現象はこれとは多少趣を異にしている。

キャストレジンに加電圧処理による均一熟成効果は前章までの諸成果から考えて、レジンの未熟成部に作用する電界エネルギーに多く依存することが推察される。そしてその熟成現象は微小コロナの発生と関係がある。したがってキャストレジンに未熟成分子がコロナを伴う局部電界のエネルギーによって、ある励起状態に達したとき化学反応が起り、熟成を促進するも



第 11 図 埋込み成形したコイルの Q の経時変化

のと考えられ、誘電特性を向上する現象はその証左の一つであろう。熟成促進効果が局部電界のコロナによるものであれば加電圧熟成過程における誘電正接の変化は、コロナ損とそのときの無効電力に関係する。したがってキャストレジンに静電容量を C 、印加電圧を V 、その周波数を f とすれば、熟成効果に寄与する全エネルギー $\Sigma \Delta E$ と $\tan \delta$ との関係は (4) 式のようになる。

$$\Sigma \Delta E = 2\pi f C V^2 \tan \delta \quad \dots\dots\dots (4)$$

よって熟成を完了したときの $\tan \delta$ がその最小値に収れんし安定する現象は、熟成の進行に伴って未熟成部によるコロナ損が減少することによるものと考えられる。

加電圧処理による均一熟成効果は核磁気共鳴吸収の観測と、その解析結果から明らかにされているが、その解析では、吸収曲線の半値幅 $\Delta H_{1/2}$ あるいは微小

吸収曲線の最大最小を与える磁界の間隔 ΔH_{msl} を熟成状態を知る手段として用いた。このような吸収線の幅から高分子の特性を説明するのに Van Vleck 氏らは吸収線の二次効率 $\langle \Delta H^2 \rangle$ を (5) 式のように表わし、理論的解析に用いている。⁽⁶⁾⁽⁷⁾

$$\langle \Delta H^2 \rangle = \frac{\int A(H) \cdot (H - H_r)^2 dH}{\int A(H) dH} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここに $A(H)$: 磁界 H における吸収量,
 H_r : 吸収曲線の中心を与える共鳴磁界

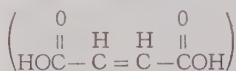
そして物質内の陽子の配置が与えられたときの二次効率として (6) 式のような結果を与えている。

$$\langle \Delta H^2 \rangle = \frac{3}{2} \frac{\mu^2}{N} \frac{I+1}{I} \sum_{j>k} (3 \cos^2 \theta_{jk} - 1) / r_{jk}^6 \quad \dots\dots\dots (6)$$

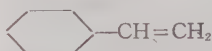
ここに N : 対象としている系の陽子の数,
 r_{jk} : j 番目と k 番目の陽子間距離, θ_{jk} : 静磁界 H と r_{jk} とのなす角

この理論式を適用して説明される高分子物質の二次効率の大きさは、ポリマ分子を構成する結合軸のまわりの回転運動に関係して決まる値である。ゆえに本文の観測結果にみるような均一熟成試料における吸収曲線の形状変化は、ポリマの分子回転が熟成完了にしたがってより多く束縛されることに起因するものであることが推察される。

キャストレジンに施される加電圧処理の効果は、局部電界の作用による電離現象が、この種のポリマ特有の残存未熟成分子を活性化し、あるいは過酸化物などを分解して遊離基を生じ、これらが



のような二塩基酸および



のようなビニル誘導体の重合または側鎖基の架橋結合を促進する結果、エステルポリマ双極子の配向性が一層強固に束縛され、ついには分子運動が固定されるにいたるものと考えられ、はなはだ興味深いものがある。

6. 結 言

キャストレジンに適切な処置を行って完全に熟成させることにより、その性質を改善することができる。先に電界印加によりキャストレジンにみられる誘電

特性の変化についてはある程度研究したが、本文ではさらに核磁気共鳴吸収からその熟成状態を詳細に追究し検討を加えた。所論の要点を述べれば次のようになる。すなわち、

(1) 完全に熟成したポリエステル系キャストレジンは、未熟成部を含むそれにくらべて観測される核磁気共鳴の吸収量が小さい。そしてレジンの誘電損は熟成の進行に伴って減少するが、吸収も小さくなり、両者の間に一定の関連性があるように考えられる。

(2) 充てん剤としてマイカ粉を添加したキャストレジンを通常の加熱処理によってモールドした場合、充てん剤の添加割合の大なるモールドレジンは核磁気共鳴吸収が大きい。これは充てん剤がレジンの熟成に対し Negative に作用すると考えるよりも、むしろ未熟成部を残す確率を増大するものと推論される。

(3) 加電圧処理を行ってモールドしたキャストレジンの核磁気共鳴吸収は、従来の加熱処理の方法によったものに比較して、吸収線の半値幅および形状に明りょうな差異が認められる。この熟成現象を吸収線の

微分曲線から追究し、解析した結果は、加熱処理に加電圧処理を併用して行う処置がレジンの完全熟成にきわめて有効であることを示しており、その熟成法に重要な示唆を与えるものと考えられる。

終りに、本研究に関しご懇篤なるご指導を賜った本学齋藤幸男教授に深く謝意を表わすとともに、核磁気共鳴吸収の観測にあたって多くのご協力を賜った電電公社電気通信研究所の小池康博氏（現在日立製作所）ならびに同所小野員正両氏に深謝し、あわせて明電舎研究所の堀内達也、塚田国雄氏の各位に厚く御礼申し上げる。（昭和 35 年 5 月 25 日受付）

文 献

- (1) 齋藤・松下：電学誌 **76**, 402 (昭 31)
- (2) 齋藤・松下：昭 30 連大 164
- (3) Y. Saito & A. Matsushita: E. T. J. of Japan. **2**, 98 (1956)
- (4) H. G. Manfield: Plast. Inst. Trans. J. **24**, 55 (1956)
- (5) E. O. Hausmann, et al.: Mod. Plast. **22**, 190 (1944)
- (6) J. H. Van Vleck: Phys. Rev. **74**, 1168 (1948)
- (7) N. Bloembergen, et al.: Phys. Rev. **73**, 679 (1948)

UDC 551.508: 621.389

気 象 と 電 子 技 術*

講 演

36-1

荒 川 秀 俊†

1. 序 論

気象事業も技術革新の風潮におしながされて、その間々まで電子技術がながれこんできている。私は便宜上、気象事業の立前どおりに分類して、まず、(1) 気象観測、(2) 気象通報、(3) 天気予報の各分野における電子技術の役割について物語ってみたい。その上でいまアメリカ空軍で計画中的のもっとも大胆にして驚くべき企画 WS-433 L という気象観測-気象通報-天気予報の全工程をオートメーション化しようという試みについて解説してみる。

また膨大な気象統計を処理するための電子技術について語り、最後にロケットと人工衛星の開発にしたがい、気象界にもちこまれると思われる若干の電子技術について展望してみることにした。

2. 気象観測と電子技術

気象観測も昔は目視観測が多かったのであるが、ますます客観的計測の方向に転じつつあることはもちろんである。それと同時に使う計測器もますます大形化し、電気的測定、特に電子技術を応用する部面が多くなってきている。

(2-1) ロボット観測所・遠隔測定 水源地帯は山奥で人里離れた所が多く、しかも水源地帯に降った雨量とか、水源地帯の河川の水位とかこそ、水力発電関係者とか、堤防・橋梁の防災業務にたずさわるものが、業務遂行のためにいちちはやく知りたい要素の一つである。そこで山の頂上近くに無人でも測定・通信できるようにした無線ロボット雨量計をすえつけたり、上流に無線ロボット水位計をすえつけ、刻々無線で自動的に山の麓にある気象通報所へ知らされる。さらに、気象観測上の要所で、しかも不便なところ(山頂、島、岬角など)には風向、風速、気圧、気温、雨量などの遠隔測定 (Telemetry) 装置をつけて、その測定結果を基地の気象台もしくは測候所まで有線もしくは無線で定時的に送信するようにしてあるところがある。この方式を俗にロボット観測という。

このほか、飛行場などにある気象台、測候所では、

滑走路上の気温とか風向、風速などを、いちいち出かけていって観測するのは不便であるから、観測のスピードアップと観測員の労力軽減のために遠隔測定方式が採用されている。その方式は普通の大工場で労務管理のために用いられている室温の指示器などとはほとんどかわりがない。

以上は電子技術を方便として使っているものであるが、測定そのものの中核部に採用されている例もある。たとえば、このごろジェット機が登場してきた。ジェット機が離着陸には滑走路上の気温は大切な要素として、ぜひ知っておきたいものの一つである。そのために、滑走路上に電気の気温の発信所と受信所を設け、その間の音波の伝搬速度を電子工学的に測定して、音波の速度と温度の相関関係から、滑走路上の平均温度を算出して出す方式が広く行われている。

(2-2) トランソゾンデ 温帯の上空約 12 km のところには秒速 60 m くらいの強い西風がいつも吹いている。特に日本付近の上空は、世界でいちばん強い西風(冬の間には秒速 100 m 以上になることもある)が吹いているところとして有名である。(第 12 図参照) この強い西風を利用すれば、太平洋をわたってアメリカへ経済的に、かつスピーディに飛行できるが、下手をするとひどい損になる。だから太平洋上の風を詳しく調べて航空経済の助にしようという考えが成り立つわけである。

アメリカ海軍では昨年まで、岩国(山口県)基地から発信器を積んだトランソゾンデ (Transosonde) を放球して、300 mb (高度約 9 km) の高さで太平洋上を流してやって、定期的にその位置を方探方式で決定し、太平洋上の風を調べていた。ヒューステッド隊長の話によると、昭和 34 年 1 月にトランソゾンデ 200 回放球の記念式をやった。

私は昭和 33 年 10 月末、マサチューセッツ州ベトフォードにある空軍地球物理学研究所 (GRD) の友人 S・B・ソラット氏を訪問した。ソラット氏は気球の専門家で、いまブーアマン・サテライト(貧者の人工衛星—だじゃれである)の開発にまい進している。これはポリエチレン製の気球を高度 10 km から 30 km までの数層に上げて、トランソゾンデと同じ方式で、上層の風を立体的に詳しく調べようというのである。氏は

* 本稿は昭和 35 年電気四学会連合大会における特別講演の要旨である。

† 気象研究所

私に対して、昭和 35 年の冬には日本へ行って放球し、太平洋上空の風を調べたいという希望を抱いているが、協力してくれるかという相談があった。風船爆弾の本家がアメリカに移ってしまったような案配だ。

(ある外国の通信員は日本から大気球に乗って成層圏下部を吹いている西風の助けをかり、アメリカ大陸まで漂流？ するという計画をたてている)

(2・3) **GHOST** トランソゾンデは人間の背丈ほどのある 器械をつんで、高度約 9,000 m の上空を流れつつ、成層圏の風や気温を測っているのである。しかしこの気球が飛行機にぶつかったら、墜落というような惨事を起しかねないから、旅客航空機の飛ぶ高さを流してやるわけにいかない。そんな理由もあり、アメリカ海軍ではこの観測を 1959 年にやめてしまった。

このごろは電子工学が発達したから、計器をうんと小形にして、もし飛行機にぶつかっても、その瞬間に飛散してしまって、飛行機に実害を与えぬような気象観測用の気球ができればどうだろう。その時には、むやみに多数の気球を放球して、地球上のすべての地点を気球によって観測しつくしてしまうこともできるだろうという考がある。

これを実行に移すには、航空の安全を期するため、たとえば WMO (世界気象機構) のような国際機関の議決賛助を得る必要があるし、なかなか実現しそうもないが、この考え方は現在 GRD で大まじめにとりあげられて研究が進められている。この研究の略称は GHOST (幽霊) といわれている。

(2・4) **浮きロボット** 飛行機がいかに発達したとはいえ、太平洋はやはり広い。いま DC-7 に乗っていても、東京からサンフランシスコまでまる 2 日はかかる。その広い太平洋上で気象観測の少ないのが、航空会社、船会社ははじめ気象関係者の悩みの種である。

それでアメリカ海軍技術研究所 (NRL) では、小さいロボット気象観測船を造り、これを飛行機から落下して海上に浮遊させ、そうしたいいくつかのロボット気象観測船からの通信を傍受して、太平洋上の気象を現在より詳しく観測しようという試みがある。このロボット気象観測船は浮きロボット (Weather buoy) といわれ、補給がなくとも 6 个月は充分海流のまにまに浮んで気象観測をし、それを通報できるように仕組まれている。浮きロボットはすでに試験段階を終わり、昭和 34 年から実際におめえしている。

(2・5) **WS-460 L** アメリカ空軍で、現在気象観測機に使っているのは WB-50 (第 1 図) であるが、*



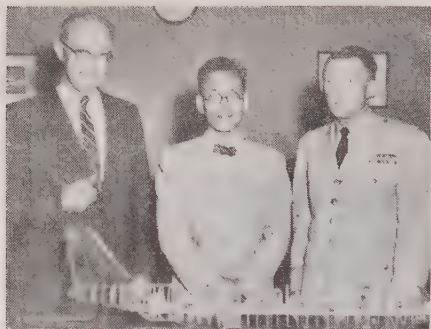
第 1 図 アメリカ空軍の現有
気象観測機 WB-50

1963 年を目標として、ペンデックス 航空会社 およびボーイング 航空機製作会社 と 長期契約を むすんで、WS-460 L という大気象観測機の開発に乗り出した。観測機の性能は航続時間 13 h、航続距離 8,890 km で、高度 17~18 km の上空を 0.95 マッハで飛ぶことになっているから、もちろんジェット機である。積みこむレーダでは垂直方向は地面から 30 km の高さまで観測できるようになっているし、水平方向には 800 m から 240 km までの雲を観測し、低気圧の発生を監視できることになっている。

直接観測する要素は気圧、気温、空中電気、露点、着氷の速度、空気の成分、アルベド、気流の乱れ、オゾン、 D (デー) 値、視程、風、屈折率などである。また垂直方向の気象観測をするためロケットゾンデとドロップゾンデを使う。ロケットゾンデとドロップゾンデは地上から 50 km までの気象資料を集めるため、航路に沿って 300 km ごとに発射されることになっている。ドロップゾンデは高度 18 km から毎秒 25 m の割合で落下する。ロケットは高度 50 km に達したならば、計器は落下傘に乗って平均毎秒 70 m の速度で落下するようになっているが、その落下途中で気圧・気温・露点・風・アルベド・気流の乱れ・オゾン・屈折率の 8 種類の気象要素を観測することになっている。ロケットの全長は約 2 m、直径 12 cm、重さ 55 kg であるという。飛行機からロケットを発射して、気象観測をするという夢のような計画も、気象用ロケットが安価かつ安全につくられるようになった暁には可能なことであろう。ロケットは胴体の後部から気象観測者の命令でいったんパラシュートをつけて放下され、姿勢が安定してから自動的に発射される。もちろんロケットゾンデも、ドロップゾンデも放下直前に検定される。

ドロップゾンデ、ロケットゾンデを含むすべての気

* このごろ新聞紙に散見する U-2 ジェット機は研究用の気象観測機であって、常時の気象観測に従事しているわけではない。

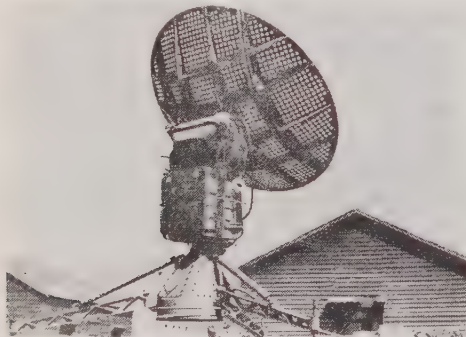


第 2 図 WS-460 L の模形を前にして
右からアメリカ空軍気象部長、筆者と
R.D. フレッチャー博士

象観測は、ディジタル電子計算機に伝達され、補正され、計算され、関連が調べられ、記憶される。記憶は時間的にいって無限のものもあるが、空中の通信状態が悪くときは回復して通信できるまで一時的に記憶される方式のものも採用される。

こうした“空とぶ大気象台”WS-460 L (第 2 図) はいまや着々と開発の手が進められており、第一段階としてボーイング 707 ジェット機にいっさいが装備されて、テスト飛行されることになっている。第二段階ではさらに 1963 年を期して現物大のテスト飛行にまでこぎつけることになっているという。

(2.6) 高層気象観測 われわれが直接影響を受けるのは下層の気象現象であるが、それは高さ数百キロメートルもある大気全体のからくりの一部にすぎない。下層の現象をよく理解し、精確に予報するにはどうしても高層の状態をよく知らねばならない。また航空気象業務には、高層の状態そのものを知ることが絶対必要である。そのために、水素をつめた気球についたラジオゾンデ (Radio-sonde) を上げて高層 (約 30 km まで) の気圧、気温、湿度などを測り、またレー



第 3 図 GMD-1

ウィン (Rawin) をつかって高層の風向、風速を測っている。ラジオゾンデおよびレーウィンとはともに上空の気象要素を電子技術のたすけをかりて遠隔測定しているものである。(エレクトロニシアン 1953 年 3, 4 月号所載の小平信彦氏論文“ラジオゾンデ”参照)

最近アメリカで開発した GMD-1 もしくは GMD-2 というレーウィンは自動追尾式にできていて、その性能はまず小形電波望遠鏡といったものである。日本でも GMD-1 をそのままコピーしたものを明星電気で製作し、レーウィン観測に使い始めた。

レーウィン観測結果については、一例として第 12 図を参照してほしい。

(2.7) レーダ レーダはもちろん電波を用いて遠方にある目標物の位置を知る装置である。第二次大戦中、おもに飛行機や船舶を探知するための兵器として発達したものであるが、戦後は雨や雲などの気象現象の観測にさかんに利用されるようになった。

日本でも第 4 図に示してあるように各地に気象用レーダが配置されて、特に台風襲来などの監視用として、レーダ観測網が一応完成した。しかし、レーダは台風監視用だけでなく、昭和 32 年 7 月の北九州諫早地方に起った豪雨のような局所的な気象現象の監視用にも大変有効である。むしろ、現在の気象技術では豪雨のような局所的気象現象 (このごろは Mesometeorology という言葉がはやっている) を正確に予想することは不可能であるから、レーダで刻々と監視しているのが関の山である。そういう意味で来年以降日本のレーダ網は北日本へまで拡げられ、また富士山頂のような受持範囲の広がるような要点へも、気象用レーダが設置されることになると思う。(水利科学 昭和 35



第 4 図 日本の気象用レーダの観測網
(昭和 35 年現在)

年第4巻第1号所載の小平信彦氏論文“気象レーダによる雨量測定”参照)

3. 気象通報と電子技術

各地で観測した結果は、気象通知電報として時をうつさず、解析センタ(日本ならば気象庁予報部)へ報告され、即刻天気図化して解析され、予報・警報の発布に役立てねばならない。このために気象事業のための専用の有線通信系ができていて、その総延長は約35,000 kmにおよんでいる。離島や山岳など、あるいは諸外国 50 数局の発する気象資料は、無線通信系で集められる。気象庁における1日間の気象電報受信数は30,000 通内外に達する。

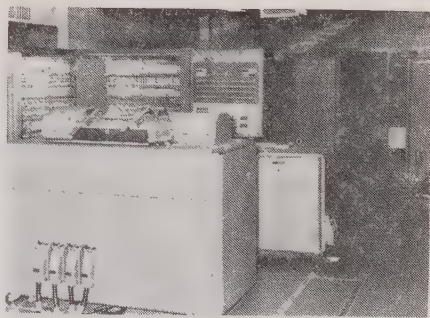
4. 天気予報と電子技術

(4.1) ファクシミリ 気象庁では最近、天気図の無線模写放送を始めた。このファクシミリ方式によると、陸上の需用者はもちろん海上を航行中の船舶でも、受信機を備えていさえすれば気象庁で作った天気図と同じものが、無線電送写真と同じ原理で(模写された天気図を)入手できるようになったわけである。こうして入手できた天気図と気象通報とをあわせて勘案すれば、これからの天気の状態とその推移や雨の降り方などについて適確な予想をすることができるようになったわけである。

ファクシミリは受信機さえ持っていれば、どこでも天気図が入手できるわけで、現に天気と深い関係をもつ電力会社ではこれを活用しているところもある。私は日本のファクシミリ放送をイギリスで受像した現物を見たことがある。

(4.2) 数値予報と IBM-704 数値予報というのは天気予報に使う予想天気図の作製を、力学的な理論計算によって遂行するもので、十数年前から研究が始まり、アメリカでは1950年から実用化され、現在世界の理論気象学の中心問題になっているものである。数値予報の現業化には3,000万回ぐらゐの演算をだいたい2 h以内で終わる必要があるので、IBM-704(第5図)のような大型計算機が必要である。IBM-704には付属機械としてカード読取装置、磁気テープ、磁気ドラム、磁気コア、カードさん孔機、プリンタ、高速度プリンタ、陰極管などがある。

計算に必要な数値や計算の命令は、穴をあけたカードで機械に読みこまれるが、カードさん孔機は、毎分100枚のカードに穴をあける。1枚のカードに24語記録される。カード読取装置は毎分250枚(6,000語)のカードを読み取る。プリンタは計算結果を毎分120



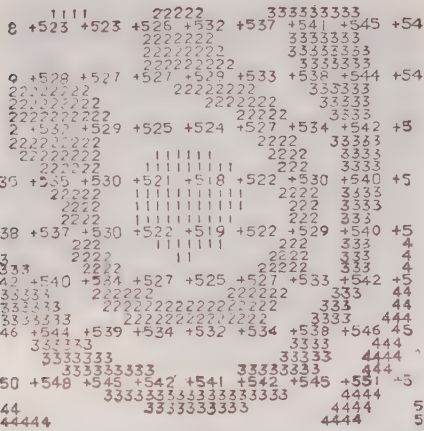
第5図 気象庁構内にすえつけられた IBM-704

列、150行プリントし、プログラムのチェックや簡単な計算結果を印刷するのに用いられる。高速度プリンタは毎分12万字をプリントする。陰極管は計算結果をグラフや図形で示す。磁気コアは高速度記憶装置であって、8,192語を記憶し、またそれを数百万分の1秒で呼出せる。磁気ドラムは、回転する円筒1本につき8,192語を記憶し、毎秒1万語を呼出す。

磁気テープは2.54 cm (1 in) の長さに200語を記憶し、毎秒2,500語を出し入れできる。これらの中心になる IBM-704 は四則演算はもちろん、以上の付属装置に記憶された語を呼出したり、記憶させたりその他の操作を行うもので、1sに40,000回の加算、4,000回の掛算ができる。

数値は十進法で11けたの数まで取り扱える。IBM-704を使った計算例をあげると十元連立方程式を解くのに0.56s、百元連立方程式は6 min 46s というのがある。有名な例は円周率 π の計算で、昔ジャンクスという学者は一生かかって小数点以下707けたまで計算したが、この機械では40sでやれる。なお現在10,000けたまで求められているという。

計算機に命令を与えるには、それを計算機特有の言葉に直して入れてやらなければならない。このような操作をプログラミングという。プログラミングは一般には大変めんどくさいもので、プログラマという専門職がある。ところが IBM-704 には FORTRAN というプログラムの方式が完成されて、われわれが日常使う言葉や数式に近い形式でやれるようになったので、少し勉強すれば専門家でなくてもプログラミングができる。昨年から気象庁でこの計算機を借り入れた第一の目的は、現業としての数値予報のためであるが、時間的余裕があれば気象学だけでなく広く一般の科学研究にも使われるのだから、日本の科学技術界に大きな貢献をすることであろう。



第 6 図 数字の天気図

基準になる時刻の気象データを IBM-704 にかけると、何時間が先の予想の高層天気図が第 6 図のような形で出てくる。これは 500 mbar の気圧面がどの高度にあるかを示した天気図である。

5. 気象事業一貫作業と電子技術

現実的で壮大な夢に WS-433 L と略称されている気象観測および天気予報の完全なオートメーション化の計画がある。

現在ではまず気象観測が行われ、それから通報され、それを総合して天気予報が出され、次いでそれが、国名、日、月、年、時刻までさまざまな数字を要し、しかも貴重な時間が浪費されつつある。もしも航空機がスピードのあるジェット機になった暁、もしくは一朝有事の際を考えると、現在のような気象観測、現在のような天気予報をやっていたのでは間にあわなくなってしまう恐れがある。

それで一応 1963 年を目標にして気象観測から天気予報まで、完全なオートメーションでやっけてのけるという計画が、現在 GRD で行われつつある。

元来、気象事業は国際協力の代表的な仕事であるし、また広い範囲から観測の資料を集めなければならぬ。天気予報もできないし、航空気象事業にもさしつかえる。したがって、WS-433 L 計画ではヨーロッパはもちろん、日本の気象庁にある IBM-704 とも連結して作動したいという希望をもっている。

そして WS-433 L 計画はきわめて専心した企画であり、現在の技術の枠をつくし、最新最高の器械を集めて Systems engineer の手で 遮二無二まとめあげようというものである。

6. 気象統計と電子技術

気象観測の資料は実に膨大である。たとえば日本の約 150 個所の観測所で、1 日 4 回観測すれば 600 の気象資料ができる。それが 1 年間たまたれば $600 \times 365 = 219,000$ の気象観測資料ができる。実際はこれをはるかに上回る資料数になるのであって、全世界にわたっての資料数はまさに天文学的数字である。しかも、これらの資料は古くなったからといって捨てられる性質のものでない。これは 100 年でも 200 年でも積み重なって、これを適時に利用しなければならない。

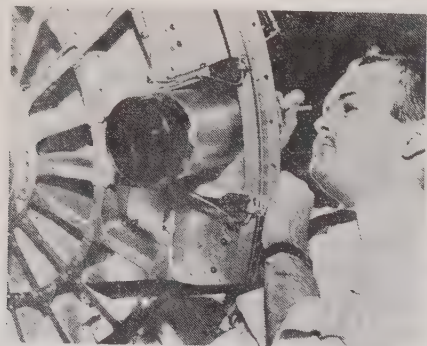
貯えておくだけならば簡単であるが、それを手早く見つけだして参考にするというのでは、人力ではちょっとむずかしくなる。その困難をとりのぞくために、資料をマイクロフィルム、もしくはマイクロカード化して保存し、将来の参考にしようという作業も実際に行われている。しかしマイクロフィルム、もしくはマイクロカードにするのでは、貯蔵に便利ではあるが、それを選び出して使う段になると、やはり大変やっかいな手間がかかる。

このために現在広くとられている方法は、パンチカードの方法である。気象資料を一定様式のカード、たとえば IBM カードにさん孔して保存しておく。そうすると将来それを参考にしたいときには、計算機にかけて容易に呼びだして使うことができる。

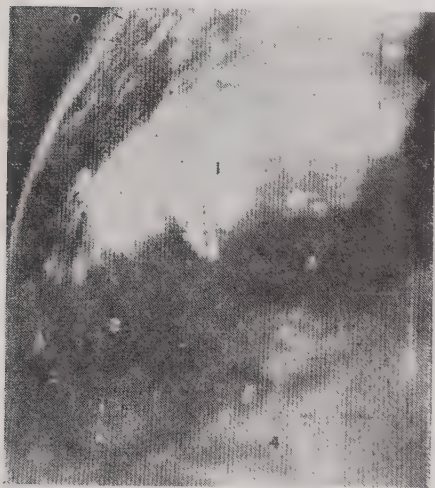
前述したとおり気象資料は実に膨大な数にのぼる。それで、たとえばアメリカではアッシュビルに気象資料センタを作り、そこへアメリカが国家として集めた気象資料を全部保管することにしてある。必要なときには資料センタに手紙で要求すれば、すぐにコピーをとって送ってくれる仕組になっている。イギリス気象局ができてから 100 年になるが、そこで集めた海上資料は、全部パンチカードにされて気象局第一課に保管されている。また国際地球観測年 (IGY) の期間中ジュネーブの国際気象機関 (WMO) に IGY Meteorological Data Center が設けられ、IGY に参加した世界の気象観測資料をマイクロカード方式で大規模に集めた。その資料は必要とする各機関の要求に応じて実費で頒布されている。日本でも早くこういう良い組織にしてみたいものである。

7. ロケットと人工衛星

1960 年 4 月 1 日アメリカ合衆国は気象観測衛星タイロス 1 号 (Tiros I) を打ち上げた。この衛星には二つのテレビジョンカメラが積みこんである。一つは約 720 km の高さで約 1,280 km の直径をもつ区域を定



第 7 図 Tiros I の広角レンズを
組み立てているところ



第 8 図 Tiros I に積んだ広角レンズで
走査したジブラルタル海峡付近、(1)
はスペイン側、(2) は大西洋、(3)
は地中海、(4) はアフリカ側

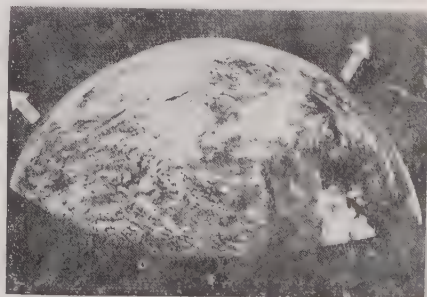


第 9 図 Tiros I に積んだ高分解能テレビ
ジョンカメラの捕えた雲の模様

査する広角レンズ（第7図）である。この広角レンズを通してとった一つの画面を第8図に示してある。また他の一つは、約 160 km の直径をもつ区域を走査する“高分解能”テレビジョンカメラである。この高分解能テレビジョンカメラで、高さ約 720 km から捕えた雲の様子（白い斑点）が第9図に示してある。第8図と第9図とはともにニュージャージー州フォート・モスにおいて、タイロス1号からのテレビジョンを受像したものである。これらの写真は衛星がレーンジの中にはいったときに、無線信号によって命令し、記録ドラムに貯えられていたものを地上で受像したものである。これらの図に現われているように、世界中の雲（および積雪）のあるところを、気象観測衛星によって観測することができるようになった。テレビジョンによって雲の連続的観測ができるようになったため、将来、気象学の研究だけでなく、天気予報をだすときに実際に参考になる時代も、そう遠くはあらず。

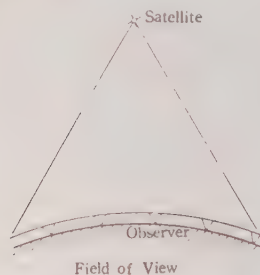
1954年10月4日、ニューメキシコ州ホワイトサンズのロケット試射場から、曇り空の下で打ち上げられた学術研究用のエエロビーロケットは、デルリオという町の上空に奇妙なうず巻いた雲のあることを撮影した。（第10図の写真参照）このうず巻き形の雲というのはどうやら熱帯低気圧らしいということで調べはじめた。このうず巻き形の雲をいろいろ検討した結果、これは弱いハリケーンだと判明した。だが奇妙なことにこの日の天気図のどこを捜してみても弱いハリケーンなどまるっきりのってはいなかった。しかもこのハリケーンの“さんがい”が北上して、数日後シカゴ付近でちょっとした洪水を起したのである。

なぜこんなことが起ったのであろうか。地上から雲をながめた場合、普通、仰角が 10° 以下のところにある雲の様子はわからない。見る場所によっては 20° もしくはそれ以上のところにある雲の様子でもよくわ



第 10 図 エエロビーロケットからとった
ハリケーンの写真（拙訳書“国際地球
観測年”1960年地人書館刊から）

からない。高さ 5 km にある雲が見きわめられる水平距離の限界は $5 \cdot \cot 20^\circ = 14$ km である。したがって、5 km の高さの雲の様子を完全に観測しつくすためには半径 14 km の円で地上をくまなくおおうことが必要なのである。(第 11 図参照) いしかえると 28 km おきにびっしりと観測所を配置しなければならないことになる。日本のようなせまい国でも 28 km おきに観測所を置くことなどはとてもできない。まして広大な



第 11 図 地上観測者の視界と
ロケットや人工衛星の視界

な後進国やさばくでそんな雲当がでるわけがないし、海上はがらあきである。だから、前述の弱いハリケーンが見落されたのも無理はなかったわけであ

またロケットは
通常、風の関係から

晴天の日に打ち上げられていたのだが、このとき偶然にも曇り日に打ち上げたばかりに、ロケットが気象観測、ひいては天気予報に非常に役立つかも知れないという事実が判明したのである。

現在、海とさばくの上とは気象観測網にぼっかりあいた大きな穴である。そこで気象観測衛星から海やさばくの上の雲の写真をとれば、世界の気象観測網は整備され、天気予報の精度も上がることになるだろう。だがこの場合問題になるのは、数百キロメートルの高さにある人工衛星から写したテレビ写真をうまく読み、うまく解釈できるかどうかということで、これは現在人工衛星気象学 (Satellite meteorology) の大きな問題となっている。

いままで述べてきたようなロケットや人工衛星による雲の観測は、まだ実用の段階にまでいたっていないが、気球の代わりにロケットを上げ、高層の風速、風向などを測ろうという、気象ロケットによる観測はすでに現実の問題となってきている。気球すなわちラジオゾンデによる観測は 25 km から 30 km ぐらいまでの高さが限度である。また気球は 1 min に 300 m ぐらいの割合でしか上昇しないから、1 回の観測に 1.5 h 以上かかる。こんなに時間がかかるとは、たとえば洋上を航行する船にとってはきわめて不便である。さらに、最近では、(1) 死の灰の拡散問題、(2) ジェット機などの高々度飛行へのサービス、(3) 人工衛星や ICBM のような大形ロケットの発射、などのために高

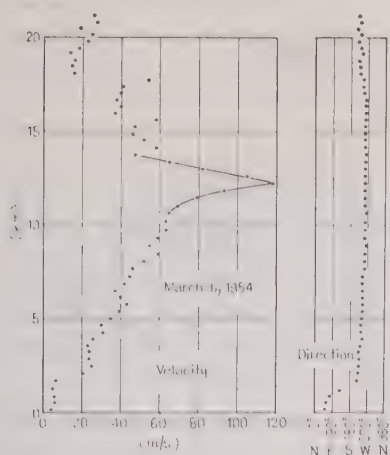
さ 50 km から 70 km 辺までの上層気象を日常の仕事として観測する必要が起きてきた。

ところでロケットは音速の数倍の速さで上昇するのであるから、上がりながら各高度ごとの気圧、気温、湿度、風などを経済的に測るのはきわめてむずかしい。そこでロケットで 50 km ないし 70 km まで上がり切ったところで、観測器械を弾頭から切りはなし、パラシュートでつってゆっくり降ろしながら観測する方法がとられている。このようなロケットによる気象観測をロケットゾンデという。

ロケットゾンデ (Rocket-sonde) で風向、風速を測るには、パラシュートに金属はくを塗りつけておき、パラシュートが風のまにまに流れるのを地上のレーダーで追いかければよい。また気圧、気温、湿度などを測るには計器をパラシュートにぶら下げ、落ちてくる途中で、指示する目盛りを無線記号で送らせればよい。この方式は ARCAS と呼ばれている。アメリカ海軍では、5 in の艦砲からロケットを発射し、弾着観測用のレーダーで落ちてくるパラシュートを追いかけて、50 km までの上層風を測る HASP という方式を使っている。また、空軍では WS-460 L (第 2 章参照) という超大形ジェット機から、ロケットを打ち上げながら観測する飛行機を 1963 年目標で開発している。どの方式にせよパラシュートを使うわけだが、50 km もの上空では、空気の密度が小さいので実際はパラシュートがうまく開きにくい。そこで最近 ARCAS 方式では ROBIN という気球に切りかえ始めた。ROBIN は直径 1 m で金属はくを塗った半ミルの厚さのマイラ球である。これをロケット弾頭に 15 g の液状 isopentane を入れて封じこめておく。約 70 km の上空に上がった弾頭から放り出され、気球は 10~12 mb の圧力にふくらまされる。そうすると気球のはうが重いから落下してくる。風に流されながら落下する球を地上の 10 cm レーダーで追跡すれば、上層の風向、風速がわかる。

総体的にみてロケットゾンデによる気象観測はまだ実用段階にあるといえよう。もちろん、この目前に迫ったロケットゾンデの開発も電子技術のやっかいならなければならない。

ロケット技術の発達はこのようにして気象観測に立っ寸前にきているが、反面ロケットが大形化すればするほど気象技術者の援助が必要になってくる。長大なロケットを垂直に打ち上げると、ロケットの向きでは水平にうける風の速さがちがう。特に日本の場合は世界で一番強いジェット気流が吹いているところとして有名であるから、特にこの影響が大きい。英蘭県



第 12 図 昭和 29 年 3 月 6 日茨城県館野
における高層風観測結果

館野の高層気象台における観測にもとづくと、長さ 25 m のロケットを垂直に打ち上げた場合、頭と尾とで秒速 1 m 以上の風速の差が生ずる（第 12 図参照）ことすらときどきある。こんなときにはロケットは上がらずひっくり返ってしまう懸念がある。だから大形ロケットの設計や打ち上げには気象技術者の協力が欠かせないものとなる。つまりロケット技術と気象技術とはもちつもたれつの関係でお互いに発展してゆかなければならないわけである。

8. 結 言

元来、天気予報が今日のように実用になるようにな

ったのは、全く通信技術の発達によるといって過言ではない。天気図の技術は 100 年前から起っているが、初期においては各地の気象観測を手紙で集めていたので、とおてい実用にはならなかった。それがまず、ガウスやウェーバによって発明された有線電信の発達普及により気象通報がスピーディーに集められるようになったので、初めて天気予報の実用化が開かれたのである。

またマルコニの無線電信の発明によって、気象通報を陸上だけでなく、海上や空からも入手できるようになったので、天気図に描ける範囲が一挙に拡大された。そのために今世紀にはいってから、天気予報の確度も著しく高まってきたのである。

いま、技術革新、特に電子工学の発達によって、気象学および気象技術はまさに革命的な変貌をとげつつある。元来私は電子工学の素養はほとんど持っていないのであるけれども、気象界と電子工学界との相互理解のためにはと思い、ここに電子工学が気象界に現在いかに関与し、あわせて近い将来どんな役割をになうと想定されるかについて、未熟な展望を試みた次第である。

文 献

気象器械に関する参考書には、次のようなものがあるけれども、本文で述べたような新しい動きについては言及されていない。

- (1) 佐賀赤男：地上気象器械（昭 28）共立出版社
- (2) 佐賀赤男・磯野謙治：気象器械（昭 31）地人書館

〔注の 1〕 アメリカでは気象観測衛星の成功に伴ない、金のかかる太平洋地区の飛行機による気象観測（台風観測をも含む）を削減し始めた。

〔注の 2〕 日本でもロケットゾンデの開発によりやく手をつける気運になっている。

UDC 382.8: 337.2: 621.37/.38

貿易自由化と電子工業*

矢 川 豊†

講 演

36-2

1. 貿易自由化の意味

貿易自由化の理想形態は全商品について、無差別、無制限な輸入を認めることであるが、わが国では外貨を有効適切に使う方法として、戦後、商品の輸入を制限して品目ごとに外貨のわくを作る「外貨予算制度」がとられてきた。現行の外貨予算制度は、大きく分けて、

(1) 外貨割当制 (FA) 国が国民経済上輸入するのが望ましいと思われるものを、一定の基準で選び出し、外貨の割当を行う制度 (Foreign exchange Allocation)

(2) 自動承認制 (AA) 一応の総わりはあるが、銀行で手続きするだけで自由に輸入できる方式 (Automatic Approval)

このほか、自由に輸入できるが、一応通産省へ届け出る自動割当制という方式もある。

貿易の自由化とは、FA制品目になっているものをAA制品目に移し自由化率を引き上げることである。外貨割当制については多々欠点はあるが、物資輸入量を規制することによって企業間の過当競争の防止、生産調整および国内産業を育成するという面では貢献している。

2. 貿易自由化について

昭和 35 年 1 月、自由化促進閣僚会議の設置および同会議の 3 年を目途とする自由化スケジュールを、5 月末までに策定する旨の決定により、急速に具体化するにいたった。

通産省においても、業種ごとの国際競争力調査を行い、35 年上期外貨予算の編成にあたっては、自由化品目、自動割当品目をふやすなどの措置をとってきたが機械工業については今後の日本経済の発展の起動力となるべき重要産業であるので、積極的に育成するため重工業局内に、機械工業自由化対策会議 (電子工業を含む) を設け、自由化のスケジュールを次のように決めた。

1. 35 年 4 月 1 日、または 10 月 1 日より自由化しうる品目。

(a) 自由化しても事実上輸入されないか、あるいはそれが僅少にとどまるとされるもの。

(b) 輸出産業として確立しているもの。

(2) 上記のように自由化しえない品目については、35 年度中において輸入を許容しうる金額、34 歴年生産額の 10 %、または輸入額 (34 年度外貨割当額) の 20 % のうちのいずれか多い金額。

3. 電子工業の現状

(3・1) 生産の概況 電子工業の最近の生産の伸びは目ざましく、昭和 30 年を基準 (100, 生産額は 585 億円) として、この 5 年間に 7.5 倍という大きな成長率であるが、その理由は需用面からみると、最近の消費の高度化を反映して、34 年は前年にくらべてテレビジョン受像機の 2.4 倍、ラジオ受信機の 2 倍の著増など、耐久消費財の需用が著しく高まったことと、各産業の設備投資が活発化し、オートメーション計装用の工業計器が 49 % 増加したこと、トランジスタラジオで代表される輸出がきわめて好調で、39 % も前年にくらべ伸びたことなどによるが、これらの中間製品である部品生産もきわめて好調で、抵抗器、コンデン

第 1 表 電子機器等生産状況 (単位: 100 万円)

品目		歴年				
		31年	32年	33年	34年	35年 上期
機器のおもなものの	ラジオ受信機 (千台)	18,586 (2,981)	24,115 (3,577)	31,351 (4,898)	56,386 (10,024)	33,589 (6,085)
	テレビジョン受像機 (千台)	18,127 (312)	31,529 (613)	55,942 (1,207)	121,109 (2,872)	70,919 (1,761)
	テープレコーダ (千台)	874 (21)	1,374 (49)	2,755 (104)	5,223 (233)	3,445 (176)
	無線通信機器	5,912	7,851	8,356	8,986	4,574
	搬送装置	5,469	5,970	5,993	8,119	5,823
	通信測定器	—	4,308	4,721	6,840	4,417
	計数形電子計算機	—	39	240	475	345
	工業計器	5,484	9,156	7,501	10,355	9,070
	機器総額	63,819	98,086	135,441	239,993	147,722
部品のおもなものの	受信管 (千個)	11,099 (—)	13,56 (—)	13,149 (58,400)	25,361 (118,367)	16,762 (78,291)
	トランジスタ (千個)	564 (—)	3,203 (5,746)	7,687 (26,736)	16,012 (86,500)	10,668 (71,029)
	コンデンサ	3,949	5,095	6,017	11,501	7,818
	抵抗器	1,646	2,251	2,887	5,525	3,328
	その他の部品	8,008	10,715	12,086	19,920	14,221
	部品総額	33,189	47,323	57,707	107,287	71,522
	全生産額	97,008	145,409	193,149	347,280	219,259
生産指数 (30年, 100)		166	249	325	595	750*

(注) *: 年率の推定、括弧内は数量、通産省機械統計月報による。

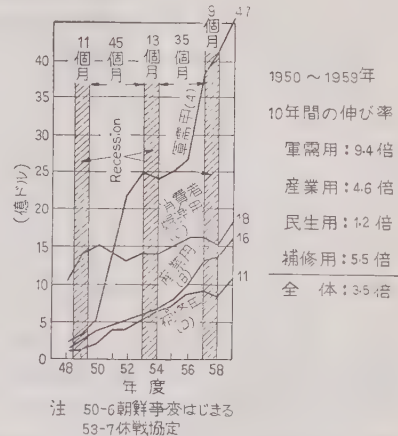
* 本稿は昭和 35 年 11 月東京支部大会における特別講演である。

† 通産省重工業局電子工業課

サ、真空管などは倍増、トランジスタ、ダイオードなどは3倍以上の急増である。本年にはいてテレビジョン受像機、ラジオ受信機などの生産の伸びは鈍化したものの、なお34年下期にくらべ工業計器の50%、電子計算機の270%、トランジスタの37%、受信管の12%増加などにより、1～6月までの計で、なお昨年同期にくらべ147%の著増を示している。

しかしこのような最近の電子工業のめざましい伸びも、ラジオ受信機、テレビジョン受像機に代表される民生用機器の増大に負うところが大きで、その割合は全生産の80%以上を占め、残りの産業用電子機器の伸びはラジオ受信機、テレビジョン受像機の伸びにおよばず、また防衛用は年50～60億円程度で、全生産高に対する比率はわずか2～3%にすぎず、わが国電子工業の特徴である民生用への依存傾向を一層強めている。これは輸出面においても同様で、電子機器の輸出は33年の170億円に対し、34年は実に488億円と287%も増加したが、今年にはいてはトランジスタラジオの対米輸出規制などの影響により、上期で

281億円、年率にして11.5%の増加にすぎず、頭打ちの傾向がみられる。しかも輸出商品の内訳も、民生用電子機器が75%を占めている。これはちょうど10年前のアメリカの状態とよく似ている。民生用の機器は耐久消費財の性質上需用が一巡した場合の生産減少は当然考えられることで、アメリカでは1950年以降は軍需用、産業用の増加に対し民生用機器は頭打ちの状態で、その全体に占める比率も年を追って減少している。



第1図 アメリカ電子工業製造部門
販売額 (1948～1959)

次にわが国電子機器の輸入の傾向をみると、経営近代化のため事務機械化に用いるPCSおよびデジタル電子計算機の輸入は年々増加し、34年は67億円で前年にくらべ86%の著増である。35年は上期で55億円で、しかも昨年まではそのうちPCSが80%以上を占めていたが、今年の傾向は事務量の増大、事務処理速度の向上などの要求から、電子計算機の比重が増加し、その40%におよんでいる。さらにプロセス制御用のオートメーション機器の輸入も多く、34年は国内生産額103億円の31%程度の額に達している。今年上期の電子機器輸入総額は93億円におよぶ。

第4表 電子機器輸入状況 (単位: 100万円)

品目	31年	32年	33年	34年	35年 上期
レーダ、ロラン	356	424	354	221	150
無線通信機	505	557	358	451	256
電気測定器	206	253	384	568	512
計算機	1,886	2,666	3,606	6,732	5,479
オートメーション 機器	1,281	2,472	2,590	3,209	1,064
トランジスタ	13 (21,958)	178 (360,618)	63 (112,255)	58 (77,241)	90 (85,130)
輸入総額	4,915	7,493	9,049	13,276	9,279

注: 括弧内は数量, 日本外国貿易月報による。

第2表 電子機器輸出状況 (単位: 100万円)

品目	31年	32年	33年	34年	35年 上期
ラジオ受信機 (千台)	1,721 (528)	3,946 (1,135)	12,309 (3,788)	38,603 (9,251)	20,954 (4,878)
テレビジョン受像 機 (千台)	23 (—)	96 (6)	312 (15)	763 (27)	415 (16)
テープレコーダ (千台)	72	102	264	1,139	961
無線通信機	144	119	148	537	369
真空管 (千個)	433 (3,073)	531 (3,761)	838 (5,927)	1,521 (12,622)	1,163
トランジスタ (千個)	2 (—)	5 (11)	133 (351)	1,134 (4,741)	1,148 (4,068)
コンデンサ	108	337	287	538	461
スピーカ	161	307	408	1,030	708
輸出総額	2,998	5,887	17,089	48,803	28,092

注: 括弧内は数量, 日本外国貿易月報による。

第3表 アメリカの製造電子部門の販売高内訳

(単位: 100万ドル)

年	軍需用 100万 ドル	軍需用 (%)	産業用 100万 ドル	産業用 (%)	消費者 用 100万 ドル	消費者 用 (%)	補修用 100万 ドル	補修用 (%)	合計 100万 ドル
1948	200	14	100	7	1,000	72	100	7	1,400
1949	300	15	200	10	1,400	70	100	5	2,000
1950	500	20	400	12	1,500	60	200	8	2,600
1951	1,300	37	450	13	1,400	40	350	10	3,500
1952	2,200	50	500	11	1,300	30	400	9	4,400
1953	2,500	50	600	12	1,400	28	500	10	5,000
1954	2,400	47	650	13	1,400	27	650	13	5,100
1955	2,500	46	750	14	1,500	26	750	14	5,500
1956	2,700	46	950	16	1,400	24	850	14	5,900
1957	3,900	50	1,300	17	1,700	22	900	11	7,800
1958	4,100	52	1,380	17	1,600	20	860	11	7,940
1959	4,700	52	1,600	17	1,800	19	1,100	12	9,200

注: Electronic Industries および Fortune 誌より。

が、そのうちオートメーション機器、電子計算機などがその 70 % を占め、これら高度の産業用電子機器は研究開発の分野においてもまた製造技術の面においても、その後進性のため国内市場の面では輸入機械に依存し、製造面では外国技術の援助によっている。

(3・2) 外国技術導入の現状 わが国の電子工業は歴史的に外国資本の経営参加の形で発足した関係上、欧米技術への依存が強く、25 年外資法制定以来

第 5 表 外国資本による経営参加の株式投資状況

(昭和 34 年 9 月現在)

会社名	資本金 (100万円)	外国投資家	国 籍	外国投資家の 持株比率(%)	許可年月日
東 芝	25,000	I G E	アメリカ	4.4	28. 11. 21
松下電子	1,000	フィリップス	オランダ	30	27. 12. 6
日本電気	8,000	I S E	アメリカ	22	28. 11. 21
新日本電気	200	シルバニヤ	"	10	31. 5. 1
三菱電機	12,800	ウエスチングハウス	"	4	26. 3. 16
富士電機	5,400	ジーモンズ	ドイツ	4.5	27. 6. 11
山武・ニューエル	400	ミネアポリスハニウエル	アメリカ	50	27. 12. 2
東京計器	800	スペリーランド	"	24	28. 10. 28
日本アビオトロニクス	360	ヒューズエアクラフト	"	49	35. 1. 19

10 年間の甲種の技術援助契約の累計が 187 件で、35 年 3 月末における全認可累計 1,023 件の 18 % にあたり、テレビジョン受像機、ラジオ受信機をはじめ、放送機、レーダ、防衛用電子機器、自動制御機器搬送装置などの各種機器、ならびに電子管、トランジスタ、コンデンサ、フェライトなどの部品材料にいたるまで特許、ノウハウ、あるいは技術指導など、なんらかの形で外国技術に依存している。このうちアメリカの諸会社 (RCA, ウエスチン, レーション, スペリーベンディクス, その他) を相手方とする分は 144 件、全体の 76 % を占め、戦前の 2 倍近くの比率になり、次いでテレビジョン受像機、ビーム管などに重要な特許をもつイギリス (EMI) が 17 件 (9 %), 第 3 位にフェライト、テレビジョンのインターキャリアなどの特許をもつオランダ (フィリップス) が 14 件 (7.5 %), そのほかドイツ、フランス、スイスの分が若干ある。これら技術援助に伴う対価送金額は、提携品目の増加と生産高の上昇により毎年大幅に増加している。

第 6 表 わが国企業の技術援助契約による外貨送金額

(単位: 100 万円)

	ラジオおよびテレビジョン受像機					その他の電子機器					合 計				
年	30	31	32	33	34	30	31	32	33	34	30	31	32	33	34
送金額	163	324	443	1,036	1,933	458	757	1,114	1,528	2,746	620	1,081	1,564	2,564	4,679

注: 電子工業メーカ (45~60 社) の集計による。通産省電子工業課調査。

(3・3) 技術導入における問題点

(1) 電子技術の特徴はシステムにある。システムというものは交換機にしても計算機にしても、もとは外国で考えたもので、それを手本にしてスタートの段階は必要な部品を輸入し、システム設計のノウハウは海外よりもらい、ノックダウン方式で組み立て、製造しているのがわが国の現状である。わが国企業にシステム全体を自らデベロップする能力がないのは、産業の規模が小さいことに起因している。電子計算機を例としても、その開発に要する期間ははじめからスタートすれば少なくとも 5 年は要するが、欧米各国に比較して技術上の後進性のため、スピードを上げ短期間に実用化するには莫大な研究投資が必要であるが、しかし企業が大きくなるほど、システム全体の技術をもたずに部分的なものしかできないということは危険なことであり、企業の安定性と将来性の見地に立って、研究投資の規模と実用化のタイミングをにらみ合わせたい。技術導入という問題がでてくる。

(2) 防衛用電子機器についてはほとんど全部が米軍制式であるため、これが国産にあたっては当然ライセンスが伴うが、この場合の技術導入は米軍器材の図面買取り、あるいは製造権の買取りというような特殊なケースであるが、アメリカの電子技術の進歩開発は軍需のけん引力が大であるため、防衛用機器を通じ

第 7 表 防衛用電子機器技術提携一覧

(昭和 35 年 3 月 31 日現在)

日本メーカ	相手先	機 種	認可日付
三菱電機	コリンズ	極超短波無線通信機 ARC-27	32. 2. 5
東京計器	ベンディクス	自動方向探知機 ARN-6	30. 12. 20
"	スペリー	射撃照準装置 A-4	30. 一
東 芝	ホフマン	" APG-30A	一
三菱電機	サーボメカニズム	" レンジャーボ機構	32. 2. 19
東洋通信機	バックカードベル	敵味方識別装置 APX-6A	33. 3. 4
東京計器	ベンディクス	レーダ修理 部品 FPS-3, FPS-20	34. 7. 7
三菱電機	コントラベス	誘導飛しょう体および射撃指揮装置	33. 6. 17
日本アビオトロニクス	ヒューズ	射撃照準装置 E-4	35. 1. 19
日本電気	サンガモ	ソーナ	32. 2. 5

てのアメリカの技術情報の入手は、国産技術の向上に無視できない大きな影響を与えている。次期戦闘機 F-104 J 搭載用の Commandradio, Tacan, IFF, Autopilot, FCS, 機内温調 などについても、機種別の生産系列が決まり次第技術提携の問題が出てくる。

(3・4) 外国特許に

ついて 外国特許の影響は大きく 1 機種

生産にあっても二重三重に特許契約をしなければならぬ場合がある。たとえば、テレビジョン受像機は RCA、EMI およびフィリップスの3社の特許拘束を受け、トランジスタについては、ウェスタンの完全な基本特許のほかに RCA の特許も事実上逃れることは困難である。このほか電子計算機についても関係特許は 100 件近くあるが、おもなものでも IBM、ISE、ウェスタン、NCR、パワーサマズなど 10 社近くにもおよんでいる。

このような状態であるため、現状では外国特許の実施権なしにはわが国の電子工業は存在すること自身不可能に近い。今後も特許を中心とする技術提携の必要性は依然失われていない。しかるに最近では VTR とか計算機のように、外国メーカは商品の売り込みを主体にして、わが国企業への特許実施の許諾をしぶり、さらに自己の子会社、あるいは日本メーカを下請に使用して製品の製造販売は自らの手で行うか、あるいはたとえ特許、ノウハウを出す場合でも、特にノウハウの場合はその交換条件に株式取得による経営参加を要求するなど、外国メーカの企業進出ないし資本参加の傾向が目立っている。

(3・5) わが国企業の研究投資について

(1) 電子技術は産業分野へ急速にその応用範囲を拡大しつつあるが、これはアメリカの例では、機械工業、理科学機械、兵器、航空機などの産業で 20~30 % の研究費を電子技術の開発に充当しており、その他

第 8 表 アメリカの戦後 (1948~1957 年平均) における研究開発費の動向

供給源泉別割合 (%)				使用機関別割合 (%)			
政	府	民間企業	大 学	計	政	府	民間企業
53	45	2	100	20	71	9	100

注: Statistical Abstract of the U. S. より。

第 9 表 アメリカ産業別研究開発費 (単位: 100万ドル)

1956	電子部門研究費	電子部門研究費中政府支出の割合 (%)	1957	電子部門研究費	電子部門研究費中政府支出の割合 (%)
電子, 電気機械	1,173.4	669.6	57	61	
航空, 関連部品	2,078.7	260.7	13	87	
機械 (計算機を含む)	610.6	182.1	30	41	
通信, 放送	171.1	137.0	80	43	
理科学機械	272.5	64.5	24	36	
金属加工および兵器	175.7	36.7	21	28	
鉱石, ガラス	65.8	4.4	7	—	
食 糧	75.9	4.0	5	—	
石 油	250.3	0.8	—	2	
一 次 金 属	87.9	0.8	1	3	
化 学 製 品	511.7	0.4	—	3	
紙および同製品	39.6	0.1	—	—	
その他産業	939.5	31.8	2	10	
合 計	6,452.7	1,392.9	22	49	

注: Electronic Industries (1958-12) より。

第 10 表 アメリカの産業別研究開発支出

(単位: 100万ドル)

産業部門	1958 年			1959 年 (計画)			1962 年 (計画)		
	金 額	比率 (%)		金 額	比率 (%)		金 額	比率 (%)	
一 次 金 属	117.0	1.5		133.4	1.5		154.7	1.5	
機 械	605.4	7.8		653.8	7.5		778.0	7.7	
電子, 電気機械	1,435.6	18.4		1,636.6	19.0		2,176.7	21.4	
航 空 機	3,037.7	38.8		3,341.5	38.6		3,675.7	36.1	
金属加工および兵器	199.1	2.6		215.0	2.5		253.7	2.5	
科学研究機械	324.5	4.1		353.7	4.1		435.1	4.3	
化 学	607.2	7.8		637.6	7.3		752.4	7.4	
紙 パ ル プ	52.8	0.7		57.0	0.7		71.3	0.7	
ゴ ム	55.9	1.1		91.5	1.0		111.5	1.1	
窯 業	70.8	0.9		78.6	0.9		91.2	0.9	
石 油	259.2	3.3		295.5	3.4		328.0	3.2	
食 品	94.4	1.2		100.1	1.1		119.1	1.2	
繊維	33.3	0.4		33.3	0.3		37.0	0.3	
その他	894.6	11.4		1,019.8	11.8		1,193.2	11.7	
製造業小計	7,817.5	100%		8,650.4	100%		10,177.6	100%	
非製造業	363.3			399.6			431.6		
全産業計	8,180.8			9,050.0			10,609.2		

注: 12th the Annual McGraw-Hill Survey より。

第 11 表 アメリカの研究開発費と設備投資の動向

(単位: 100万ドル)

	1958	1959 (計画)	1960 (計画)
機 械 工 業	$\frac{611}{915}$	$\frac{653}{980}$	$\frac{778}{1068}$
電 子, 電 気 機 械	$\frac{1435}{459}$	$\frac{1636}{532}$	$\frac{2176}{532}$
航 空 機	$\frac{3037}{370}$	$\frac{3341}{440}$	$\frac{3675}{326}$
化 学	$\frac{607}{1320}$	$\frac{637}{1386}$	$\frac{752}{1635}$

注: 上欄が研究投資, 下欄が設備投資, Business Week (1959-4) より。

化学、石油、食品などを含めた全産業では、研究投資の 22 % が電子技術の開発に使われている。研究開発費に占める政府支出 (試作調達) の比率は、全産業平均で約半分を占めている。さらに 1948~1957 年 10 年間の研究開発費の動向 (第 9 表参照) をみても、政府は研究開発面においては資金提供者としての役割が大きく、研究実施の主体は産業界に比重が大きいうことを物語っている。アメリカにおける産業別研究開発費の状況は航空機関係がトップで、これに次いで電子、電気工業が 2 位である。(第 10 表参照) また研究投資と設備投資の比較を産業別にみると、航空機および電子工業は設備投資にくらべ、研究投資の額が、機械工業、化学工業にくらべかなり大きい。(第 11 表参照) わが国の電子工業はアメリカのような莫大な政府の研究費の補助、膨大な軍需部門の調達 (1960 会

計年度国防契約額 407 億ドルの 13 %、53.7 億ドルが電子部門) など強力な育成策がなく、しかも製造技術の後進性と企業規模が弱少なため、試験研究に關しても相当な努力をしているが、諸外国にくらべれば不

充分である。アメリカの電子工業の生産高の 1960 年

の予想は 94 億

ドル [Electronic

Industries (1959

-5)] といわれ

ているが、わが

国の 35 年生産計

画 3,925 億円の

8.6 倍の生産規

模であり、これ

に対し研究投資

の比較でゆくと

アメリカの電

子、電気工業の

(1959 年計画) そ

れが 1,636 百万

ドル [Business

Week (1957-4-

27)] に対し、わが国の電気工業 (電子を含む) のそれ

は 121 億円 (34 年 8 月開銀調査) で約 49 倍にあたる。

4. 電子工業の貿易自由化 における問題点

電子機器の貿易自由化においては次のような問題が

第 12 表 わが国研究投資額と海外技術利用費の割合

	研究投資 (%)	海外技術利用費 (%)	計 (%)
電 気	65	35	100
自 動 車	79	21	
薬 料	63	37	
鉄 鋼	71	29	
石 油 精 製	35	65	
鉄 鋼	70	30	
原 子 力	90	10	
業 種 全 体	70	30	

注: 33 年, 34 年の 2 年分の傾向を見る。開銀調査資料より作成。

第 13 表 わが国企業の電子機器試験研究費

(単位: 100 万円)

年度	ラジオおよびテレビジョン受像機		電子管・半導体素子受像機		その他電子機器			合 計				
	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41		
試験研究費	103	101	89	115	11	1,365	631	87	816	1,182	1,68	3,337
設備経費	355	453	823	1,186	1,736	3,136	1,136	1,619	2,933	3,101	4,837	7,125
計	458	554	1,686	1,597	2,446	4,974	2,630	3,496	3,799	4,684	7,125	10,460

注: 電子工業メーカ (45~60 社) のアンケートの集計による。通産省電子工業課調査。

第 14 表 わが国企業の電子機器研究開発

投資見込み (単位: 100 万円)

	研究投資	海外技術利用費	計
35 年	12,955	6,160	19,115
36	14,045	7,193	21,238
37	15,516	8,034	23,550
38	17,745	8,885	26,630
39	19,643	9,787	29,430

注: (1) 研究投資: 生産技術の改善, 新技術, 新事業の研究に支出される経費支出 (含む人件費) 資本支出および寄付支出も含む。

(2) 海外技術利用費: 外国特許の購入費, 使用料, 技術指導料などの支出。

〔電子機器メーカ (60 社) より集計, 通産省電子工業課調査〕

ある。

(1) 電子機器の技術進歩はきわめて早く, 新製品の出現の可能性が大きいため, 現時点において競争力の有無を判定して, 自由化しうるか否かを決定することはむずかしい。

(2) また価格面で国産が安いというだけでは不十分であり, 品質, 性能の要素も勘案する必要がある。

(3) 国内市場の狭隘性およびメーカ数の過多が本来の多種多量生産の傾向に拍車をかけ, 国際競争力の低いものが多いが, 今後は伸ばすべき業種と, しかるものを選別して育成する必要がある。

(4) 電子機器の自由化にあたっては低品質, コスト高の原因である非鉄金属材料の自由化のテンポに左右される。

(5) 防衛用機器については, その性質上からも特別の考慮を払う必要がある。

以上を考察した自由化のスケジュールを示すと次のようになる。

A 品目 国産化の体制もだいたい整い 3 年以内に自由化が可能と思われるもの, 家庭用テープレコーダ, ラジオ放送機, アナログ計算機, 医療用 X 線装置, 指示電気計器, 可変抵抗器, マイクロスイッチ, ラジオ用トランジスタ, 受信管など。

B 品目 3 年の間に国産体制を整備すれば 3 年後には自由化可能と思われるもの, 空気式工業計器, 業務用テープレコーダおよび白黒 VTR, 無線通信機, レ

ード、テレビジョン放送機、産業用X線装置、放射線測定器、測定器の大部分、磁気テープ、フェライト、タンモリ製品、コンデンサ、抵抗器、受信管、トランジスタ。

C品目 相当な時間をかけてから自由化するものの、デジタル電子計算機、クロスバー交換機、電子交換機など有線通信装置、ミリ波通信など高性能無線通信機、カラーVTR、VHF以上のSG、マイクロ波測定器など高性能なもの、送信管、マイクロ波管など高性能電子管。

5. 振 興 対 策

昭和32年6月公布施行された電子工業振興臨時措置法では、電子機器の中でその製造技術が外国の水準にくらべて著しく遅れているもののうち、特に試験研究を促進する必要があるものを1号機種として、デジタル電子計算機など、17品目の指定を行い、試作補助金の交付および試験研究設備の特別優遇制度の実施などの対策を行っている。また輸入が多く国内生産体制のとれていない機種については、工業生産の開始、生産数量の増大を図るため、2号機種として、電子式自動調節計など3品目の指定を行い、新技術産業化のための特別融資を行い、製造に必要な外国特許の取得の促進、必要な生産設備、試験設備などの輸入を許可するなどの措置をとっている。さらに品質、性能の改善および生産費の低下など、合理化を特に促進する必要があるものについては、3号機種として抵抗器コンデンサなど11品目の指定を行い、生産設備、試験検査設備などに合理化融資を行い、かつこれら設備に対し税制上の特別優遇制度を採用するなど、さらに合理化の目標達成に特に必要な場合には、品種および生産数量の制限など、カルテル行為もとれるような制度になっている。

(5.1) 電子工業振興5箇年計画について

(a) 33年7月省議決定実施されてきた33年～37年にわたる電子工業振興5箇年計画は、初年度、2年度、3年度にわたる電子工業の急速な発展、技術の急激な進歩により、現状と計画との間にかかりの隔たりが見られ、計画自体、ガイドポストとしての意義を失いつつある。

(b) いままでの電子工業の急速な発展は、ラジオテレビジョンの予想以上の普及によってもたらされたものであるが、今後はこれまでのような高水準の生産を維持するには新製品、新市場の開発が必要で、日本産業の高度化の要請に対応し、しかも自由化に対処して、自給の要点を電子計算機、オートメーション機器

などを中心とする産業用電子機器においていく。

(c) 生産5箇年における成長率は81%とするが、31年～34年を基準とすると年平均1.32%の生産成長は1.6倍(約307億円)となる。経済企画庁の発表による外国生産と我が国の生産とを比較すると、45年までの電子工業の伸び率は31年～33年を基準とすると年率9.9%と見込まれているが、本計画による電子工業の成長率は20%程度となる。

第15表 電子工業振興5箇年計画の生産目標

	3,200	3,200	3,350	3,350	3,300
	128,000	127,600	128,800	128,700	86,900
電子工業計	(11,900)	(12,800)	(12,800)	(12,800)	(12,300)
1号機種	51,500	53,000	53,700	53,000	53,700
2号機種	(4)	(22)	(82)	(82)	(200)
3号機種	2,000	4,800	9,200	12,300	25,700
その他	9,800	10,700	12,700	14,700	17,900
電子工業計	510	530	660	780	850
1号機種	(485)	(470)	(600)	(780)	(880)
2号機種	1,250	8,800	20,460	11,580	19,000
3号機種	(0)	(300)	(80)	(80)	(100)
その他	200	600	1,200	1,460	1,500
電子工業計	8,000	8,800	9,700	11,200	12,400
電子工業計	(6)	(20)	(45)	(5)	(100)
1号機種	500	1,000	2,000	3,000	4,000
2号機種	(50)	(120)	(200)	(300)	(400)
3号機種	2,500	6,000	13,000	25,000	26,500
その他	(80)	(90)	(100)	(110)	(120)
電子工業計	180	190	200	200	220
電子工業計	100	1,000	5,000	10,000	20,000
電子工業計	100	200	300	10,000	60,000
電子工業計	120	1,440	1,700	2,100	2,500
電子工業計	15,000	18,000	22,000	26,000	30,000
電子工業計	3,700	3,700	3,700	3,700	3,700
電子工業計	150,000	150,000	150,000	150,000	150,000
電子工業計	31,500	33,500	36,500	39,500	42,000
電子工業計	(127,000)	(118,500)	(114,000)	(110,500)	(108,000)
電子工業計	21,500	25,000	35,000	36,000	41,000
電子工業計	13,650	17,200	20,740	28,220	25,880
電子工業計	6,650	8,260	9,360	11,500	12,400
電子工業計	28,960	29,790	35,870	42,400	44,780
電子工業計	180,980	156,580	187,800	210,520	222,000
電子工業計	382,560	486,590	488,430	540,700	630,710

別に年度ごとの試作のスケジュールを定め、実用化の時期および性能の目標を示している。

(1) 試験形電子計算機, (2) オートメーション装置機器, (3) 通信用電子機器, (4) 交通用電子機器, (5) 色彩テレビジョン送受信装置, (6) 放射線機器, (7) 医用電子装置, (8) 電子応用計測器, (9) その他の産業用電子機器, (10) 電子管, (11) 半導体素子, (12) 部品, 材料。

(5.2) 5 個年計画達成のための具体的施策

(1) 市場拡大対策

国内市場の拡大 国産機器使用の積極的促進, 官公庁における国産機買上げの促進, 電子技術の中核たるべき電子計算機の国産推進のため特殊会社の設立, オートメーション機器の中小企業への普及促進。

輸出市場の確保 ラジオ, テレビジョンなど秩序ある輸出の伸長体制の確立, 放送機, 通信機などプラント輸出振興のための措置。

(2) 生産体制の確立 自由化に対処し, 国際競

争力を培養するため試験研究補助金の交付, 技術導入の認可, 外貨割当および設備資金の融資などにあたっては研究, 開発および生産の集中専門化を行い, 事業分野の確立に資するように運用する。

(3) 部品, 材料工業の育成 部品材料における固体電子部品, 固体回路など研究開発の著しい進歩にかんがみ, 既存の中小企業に対する内外製品の性能解析などによる技術情報サービス, 試験器, 測定器などの共同使用, 中小企業技術者の再教育のため, 共同のセンタを設ける。

(4) その他電子工業の労務者の確保 生産部門では 39 年には 33 年 (84,206 人) の 2.5 倍, 研究部門では 33 年の 4,234 人が 39 年には 2.6 倍の 11,017 人を必要とする。研究部門の内訳では物理数学系の大学卒が 33 年の 3.4 倍, 化学系が 4 倍, 機械系が 3.8 倍, 電気系が 3 倍という倍率である。(電子機械工業会, 日通連, 計測器工業会の会員 180 社の回答集計による)

UDC 621.391.823: 621.331.025

交流電化における通信誘導防止

技術解説

36-1

一 宮 下 一 雄*

1. 緒 言

交流 60 Hz による鉄道の電化はフランス国鉄が 1951 年ナボエ線で試験を行って以来注目を浴び、わが国でも昭和 28 年より国鉄管内で調査が始められ、昭和 29 年末より仙山線落合駅を中心として 20 kV 加圧による諸試験を開始、昭和 30 年 8 月には国産による大気誘導器形式および直接電針線形式の電気機長が仙山線落合一駅ケ横間を無運転に成功した。この成功により今後の多数線区の電化が交流方式で行われる方針となり、現在までに北陸線田村一貫間、東北線黒磯一浦和間が開通した。現在では海外においてもフランスを始め、ソ、東欧、その他多数の国が採用標準化による鉄道電化を活発に進めつつある。

さて、この場合にもっともあやふせな問題の一つに、通信線に与える誘導妨害がある。日本国鉄においても当初からこれを重視して学会ほか多数の權威者の協力を求め、委員会を組織して誘導妨害に関する調査研究を行ってきた。⁽¹⁾ また IRCA (国際鉄道会議) でもこの点を憂慮して昨年 34 個国に質問状を送し、その解答要点を最近公開するにいたった。⁽²⁾

2. 誘導調整の考え方

誘導妨害は強電線電力空間の関連において生ずるものである。これを防護する方法も電力側および通信側双方で考えられるのが理想的であり、合理的である。この意味より誘導調整という言葉が用いられ、強電側通信側の協力によるもっとも合理的な誘導対策の実施が望まれるようになった。

交流電化鉄道においては、電車線と軌条間に 20~25 kV の電圧が加えられ、運転電流は通常列車 1 本あたり 50~100 A、地絡故障電流は約 1,000 A になり、これによる誘導作用は故障時はもちろん、平常運転時も原理的には従来の単相送電線において 1 線地絡した場合と同様に考えられるので、通信線へおよび誘導影響は非常に大きくなる。この場合、基本波電流電圧の誘導作用により通信側に危険電圧を発生し、また高調波成分の作用により雑音電圧の発生をみる。

一般にこのような誘導妨害に関しては、CCITT

(国際電信電話諮問委員会) の Directive⁽³⁾ (誘導に関する指示等) が重要視され、わが国でもこれを中心として誘導調整が行われることが多い。これによると交流電化の場合は次の諸点を検討する必要がある。

(2-1) 音響衝撃 架空裸通信線の場合に、静電誘導電圧が通信用避雷器の放電電圧より高くなると、避雷器は放電し、これが受話器を流れるときのエネルギーが 0.01 J 以上になると人間の耳へ強い衝撃を与え、故障をおよぼす危険を生ずる。ただしケーブル通信線で避雷器を用いず、その両端に絶縁中継コイルを用いるものでは音響衝撃の心配はない。

(2-2) 誘導危険電圧 電磁誘導によって生ずる電圧が異常時 430 V、平常運転時 60 V をこす場合、通信機器の損傷または人体への危険を伴うおそれがある。ただしケーブルの場合、その両端に絶縁中継コイルを使用するときは、異常時誘導電圧はケーブル式放電電圧の 60% まで、平常時誘導電圧は 150 V まで抑えられる。ただしこの場合には、特にケーブル保守作業員に対し特別の注意を与えなければならない。

なお静電誘導電圧は、電車線に近接する架条線条に対して特に大となるので、これによる人体への危険を避けるため、日本国鉄では接近する形式 (2) により予測計算を行い、これが 10 mA 以下になるように特に注意をはらっている。なお、電圧分布関係の通信線に対しては、異常時電磁誘導による危険電圧の許容値は 300 V としている。

(2-3) 雑音障害 通信回線へ与える雑音起電力の許容値として、ケーブル回線の場合 2 mV、架空裸回線の場合 5 mV が適用される。雑音起電力というのは、電話回線の終端を特性インピーダンスで終端し、測定端側は整合用中継コイルと 600 Ω 純抵抗で終端し、その端で CCITT の規定による雑音電圧測定器で測定した電圧の 2 倍の値をとったものである。

ただし以上の雑音許容値は一般公衆用に関するもので、そのほかの専用通信線に対しては適用されず、それぞれ伝送品質を特に低下させないよう考慮して雑音許容値が決められる。

(2-4) そのほかの通信障害 電圧回線への障害については、複線式回線では全く問題はないが、単線式で大地を帰路とする場合は誘導電流が大きくなり、こ

* 鉄道技術研究所

れが通信電流の 5% 以上となると障害を発生する。

そのほか近年各種の符号通信が行われており、特に自動交換機では使用環境によっては 10 V 以下のわずかな誘導電圧も誤動作の原因になることがある。このような各種通信方式に対してもあらかじめ検討が行われるべきである。テレタイプ、自動交換など各種通信回線に対し、継電器の動作、伝送波形のひずみなどへの許容量については十分な結論が得られていないが、それぞれに誤動作のないようあらかじめ検討が加えられなければならない。東北線、北陸線などの交流電化の実績によると、これら継電器への誤動作電圧は 50~100 V と推定されるが、実際の誘導電圧がこれらよりはるかに小さいので問題は生じていない。

3. 誘導電圧の予測計算⁽¹⁾⁽³⁾

(3.1) 静電誘導電圧および電流の計算 交流電車線に平行する架空裸線条に発生する静電誘導電圧 V_s およびこれを接地するときに流れる放電電流 I_s は、次の (1) 式および (2) 式によって与えられる。

$$V_s = \frac{q}{4.8} E \log_{10} \frac{a^2 + (b+c)^2}{a^2 + (b-c)^2} \dots\dots\dots (1)$$

$$I_s = \omega l V_s / 41.4 \log_{10} \frac{4c}{d} \text{ (}\mu\text{A)} \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 a ：電車線と架空線条との間隔、 b ：電車線の高さ、 c ：架空線条の高さ、 d ：架空線条の半径、 l ：架空線条の長さ (km)、 E ：電車線電圧、 q ：電車線または架空線の近くに接地物その他のある場合のしゃへい係数

しゃへい物のたくさんある場合はそれぞれのしゃへい係数の乗積をとる。 q の値は電車線または架空線に 3 m 以内に接近して樹木のあるとき 0.7、レールに接続された負き電線のあるとき 0.9、電車線直上に接地線のあるとき 0.75 とする。

(3.2) 音響衝撃の判定 音響衝撃の危険を判定するため、エネルギーの計算をする代わりに次の (3) 式に示される f の計算を行い、この数値が 50 以上になると危険であるとされている。

$$f = \frac{l}{z+2} \left(\frac{1.2 V_s}{230} \right)^2 \dots\dots\dots (3)$$

ここに z ：架空裸通信線の同一柱上に架渉された線条数、 l ：平行こう長 (km)、 V_s ：

(1) 式で与えられる静電誘導電圧

(3.3) 電磁誘導電圧の計算 交流電車線に平行する通信線と大地との間に発生する電磁誘導起電力 e は、次の (4) 式で計算される。

$$e = 2\pi f k k' \eta M l J_c \dots\dots\dots (4)$$

ここに、 f ：周波数、 k ：レールのしゃへい係数、 k' ：吸上変圧器の誘導軽減係数、 η ：通信線がケーブルの場合のしゃへい係数、 M ：電車線と通信線の間の相互誘導係数 (Carson & Pollaczek の公式⁽⁴⁾による)、 l ：平行こう長、 J_c ：電車線電流

k は単線・複線の別または大地導電率によって異なるが、通常 0.4~0.6 の値をとる。 k' は吸上変圧器がある場合、平常運転中でこれが動作完全のとき 0.02 以下、異常時電車線に大きい故障電流の流れるとき 0.3 以下の値をとる。ただし平常時でも後述するように吸上変圧器の動作しない区間があり、この部分は当然 $k'=1.0$ とする。 η は商用周波数において鋼帯外装地下ケーブルに対し約 0.6、架空ケーブルに対し約 0.9 の値を持つ。

(3.4) 雑音電圧 静電誘導により架空裸通信線へ生ずる雑音障害を避けるための許容接近距離 a は、次の (5) 式で示される。

$$a \geq 1.6 \sqrt{E_p l'} \dots\dots\dots (5)$$

E_p は等価妨害電圧で (6) 式で与えられる。 l' は通信線の交さの不充分なとき、交さによって補償されない長さの総和 (km) である。

$$E_p = \frac{1}{p_{800}} \sqrt{\sum (p_f V_f)^2} \dots\dots\dots (6)$$

ここに、 V_f ：き電電圧中に含まれる周波数 f なる高調波、 p_f ：周波数 f に対する雑音評価係数

電磁誘導により通信回線へ与える雑音電圧には、通信線と大地間に誘導される縦方向電圧に原因するもの e_{p1} と、通信回線の両線条間へ直接誘導されるもの e_{p2} とがあり、それぞれ (7)、(8) 式で与えられる。

$$e_{p1} = 5,000 J_p B k k' \eta M l \dots\dots\dots (7)$$

$$e_{p2} = 5,000 J_p k k' M_1 l' \dots\dots\dots (8)$$

ここに J_p は等価妨害電流といい (9) 式で与えられる。 B は通信回線の平衡度、⁽⁵⁾ M_d は通信回線を構成する 2 線条ループ回路と電車線との相互誘導係数、 l' そのほかの符号は既出と同じものとする。ただしこれらはいずれも 800 c/s における値をとるものとする。

$$J_p = \frac{1}{p_{800}} \sqrt{\sum (h_f p_f I_f)^2} \dots\dots\dots (9)$$

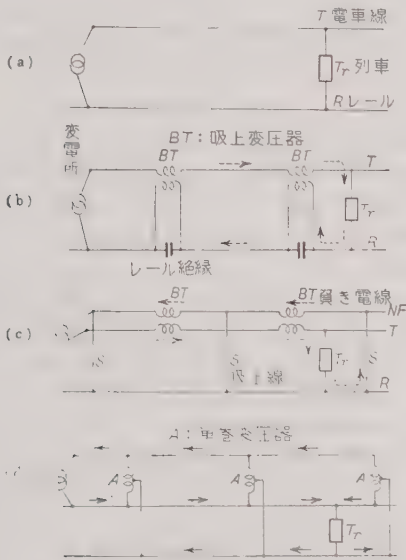
ここに I_f は電車線電流中に含まれる周波数 f なる高調波成分、 h_f は架空裸回線では $f/800$ 、ケーブル回線では 1 なる値をとる。 E_p および J_p は実測によって求めるのがよいが、もし実測のないときは E_p は 50、 J_p は電車線電流 100 A あたり 1.0 A とする。

平衡度 B の値は通信線路およびこれに接続される

通信機器などの対地不平衡に関係し、電電公社、国鉄などの実測によると、裸線実回線 1/200、ケーブル実回線 1/1,000 が標準値とされている。幻影回線や自動交換機回路ではこの値はもっと悪いので、一般に係る通信線路および機器についてなるべく実測を行い、その実情をはあくしておくことが望まれる。

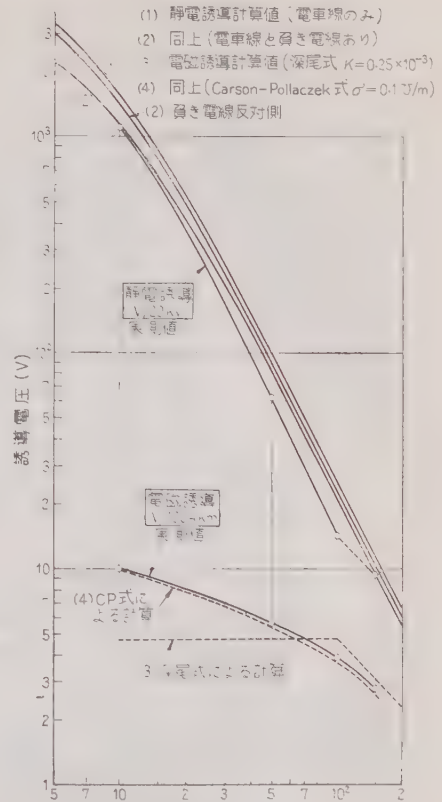
4. 各種き電方式と誘導電圧

交流電化において実施されているき電方式に第1図に示される4とおりの回路がある。このうち(a)はもっとも簡単な普通のき電方式で、そのほかはすべて電磁誘導電圧を軽減する目的で考案されたものである。



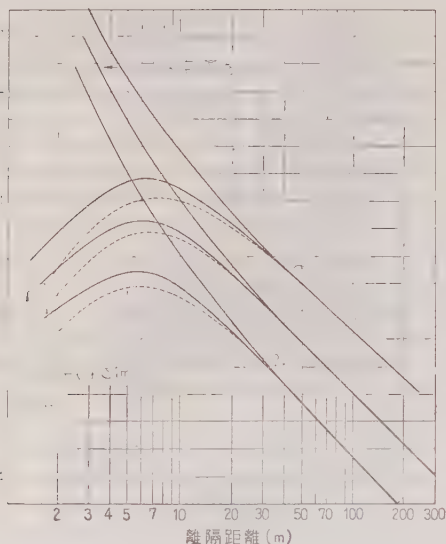
第1図 き電方式の種類

(4・1) もっとも簡単なき電方式(a) この場合の誘導電圧については、各国において実測が行われたが、^{(6)~(8)}いま日本国鉄が仙山線で行った結果⁽⁹⁾について示すと、第2図のとおりである。ここに見るように交流電化の場合には静電誘導が非常に大きく、通信用避雷器の放電電圧を考えると、約 30 m 以内に接近する架空裸通信線は使用不能となる。また電磁誘導に関しては平常時誘導電圧 60 V までを許すとして、図より接近間隔 50 m の場合は、たとえば列車電流 200 A ならば平行こう長 5.5 km が許容限度になるわけである。ただし第2図では大地導電率が 0.1 μm (実測) で非常によい地方とみなされるので、さらに導電率の悪い地方では後述するようにこの条件は非常に悪くなる。



第2図 き電方式(a)における誘導電圧と分離距離

これらの結果を計算結果と比較するため、静電誘導については(1)式において $q=1$ とした計算結果を、また電磁誘導については(4)式において $k=0.4$ (実測値 $k=1.0$ とし、 M の値を C.P. による計算結果、また別に従来より知られている深尾式による計算結果を第2図の中に記入した。これらの結果は実測値と計算値とがかなりよく一致することがわかる。ただ深尾式だけは近距離接近の場合に誤差がかなり大きい。なお静電誘導の計算においては地形その他の影響を考え、しゃへい係数 q の見積りをする、電磁誘導においては M の計算に必要な大地導電率 σ の見積りをするのが重要であり、この場合には実測によって $\sigma=0.1 \mu\text{m}$ とした。⁽¹⁰⁾ C.P. 公式によると地表上におかれた2線条間の相互誘導係数 M は、その間隔 a と大地導電率 σ 、周波数 f に関し、 $a\sqrt{\sigma f}$ の関数となっている。すなわち大地導電率の値が1けた悪くなることは a が $\sqrt{10}$ 倍になると等しい。これは影響範囲が約3倍に広がることである。このことは電磁



第3図 き電方式(a)の場合の電磁誘導電圧

誘導電圧に関して一般的にいえることであって、誘導影響の予測をするうえに大地導電率を知ることは非常に重要である。

また、距離を電流との積、 $1\text{ A}\cdot\text{km}$ あたりの電磁誘導電圧を、図3(a)の場合について計算し、図3(b)のように示す。大地導電率は普通 $0.1\sim 0.001\text{ u/m}$ が多いのでこの範囲内で示した。なおレールのしゃへい係数 k の値は次の(10)式により求めた。

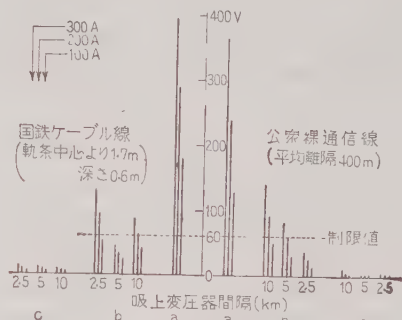
$$k=1-(Z_{ab}/Z_{bb}) \quad (10)$$

ただし、 Z_{ab} ：レールと電車線との相互インピーダンス、 Z_{bb} ：レールの大地帰路インピーダンス

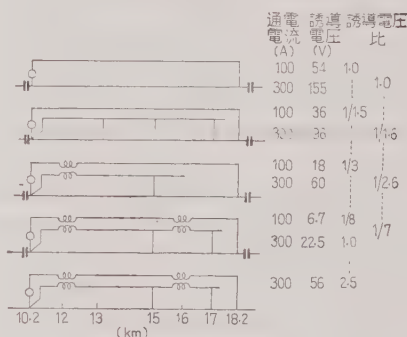
(4.2) 吸上変圧器のあるき電方式〔(b)および(c)〕

電磁誘導電圧を減らす方法として、レール電流を多

くし大地への漏れを少なくすることが考えられる。このため、レールと電車線との間に巻数比 1:1 の変圧器(吸上変圧器 Boosting transformer という)を使用することが考えられた。第1図の BT がこれである。さらにこの効果を高めるために別に帰路き電線 NF を設け、これに帰路電流を流すようにした。第1図の(c)に示されるき電回路である。これらの方式は初めてスウェーデンで実施され、1958 年現在交流電化(16% c/s, 16 kV) 区間の約 116 km が (b), 628 km が (c),

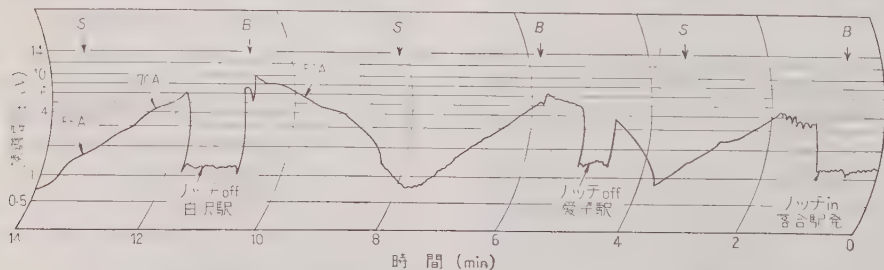


(a) スウェーデン国鉄の実験結果



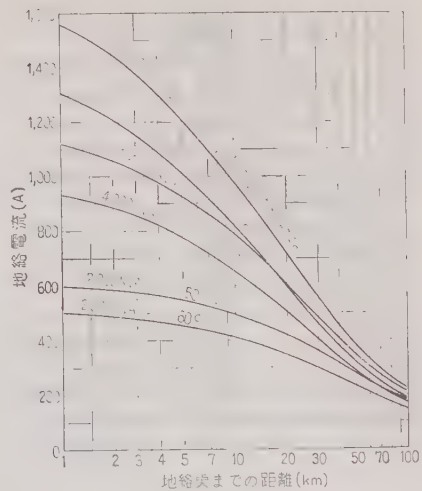
(b) 日本国鉄の実験結果

第4図 き電方式別電磁誘導電圧の比較

架空線線間隔 10 m, 先端接地 L_1E 誘導電圧, B: 吸上変圧器位置, S: 吸上線位置

第5図 き電方式(c)による誘導電圧記録(仙山線落合一熊ヶ根間列車運行中)

72 km が (a) のき電方式である。いま、同国国鉄の報告⁽⁸⁾ によりこれら三つのき電方式につき誘導電圧の比較をすれば、第4図のとおりである。(a) 方式に対し、(b) では約 1/3 に、(c) では約 1/10 に誘導電圧は減少する。また日本国鉄で仙山線で実施した試験の結果⁽⁹⁾ では、電磁誘導電圧は (c) 方式は (a) 方式に比較して 1/7~1/8 に減少した。さらに仙山線落合作並間において (c) 方式き電回路を設け、列車運転中の誘導電圧記録を行うに第5図の結果が得られた。図中 B は吸上変圧器の設置位置、 S は帰路き電線 NF とレールとの短絡点 (吸上変圧器と吸上変圧器の中間に1箇所、この短絡線を吸上線と称する) を示す。この記録に見るとおり列車位置が吸上変圧器の付近で誘導電圧は最大となり、吸上線の付近で誘導電圧は最小となる。このように平常運転中は電磁誘導電圧は吸上変圧器間隔の 1/2 区間で制限され、それ以上には増大しないことがわかる。すなわち (c) 方式のき電回路では、平常運転中は吸上変圧器の動作しない区間 $D/2$ (D は吸上変圧器間隔) においてのみ (a) 方式と同様に電磁誘導電圧の計算を実施すれば、ほぼ実際に生ずる誘導電圧を推定することができる。また異常時に発生故障電流が大となるので、吸上変圧器鉄心飽和し誘導軽減効果が悪くなる。いま、わが国で現用の吸上変圧器について誘導軽減係数 k' と電車線電流との関係を計算した結果を示すと第6図のとおりである。なお単線電化の場合に電車線地絡故障時の電流の一例を第7図に示す。また仙山線、北陸線で記録された誘導電圧



第 7 図 電車線地絡時故障電流
「※電方式 10」

の實際を示すと第1表のとおりである。

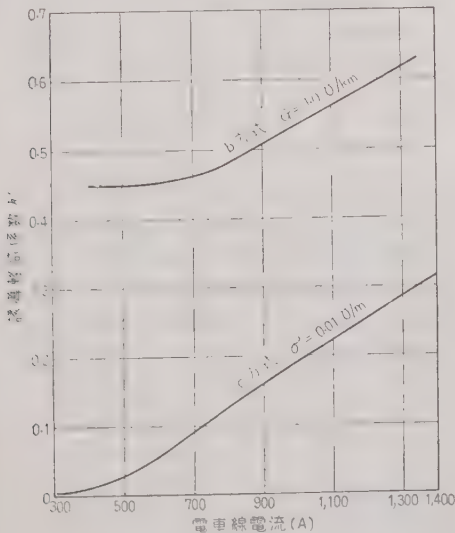
第 1 表 き電方式 (c) による
誘導電圧実測例 (単位: V)

所屬別	回線別	仙 山 線		北 陸 線	
		平常運転 ED 451	人工故障 落合 ¹ 作並	平常運転 ED 701	人工故障 田村 ² 木本 ³
電電公社	ケーブル	3.0	130	—	29
	探 線	6.3	240	—	53
国鉄	ケーブル	7.7	190	15	300
	探 線	9.5	510	—	—

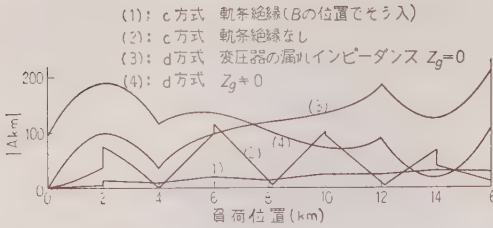
吸上変圧器の容量は、定格電流の2乗に二次側に接続されるインピーダンスを乗じて決定される。定格電流は普通 100 A または 200 A、二次側インピーダンスは (c) 方式の場合、通常 50 c/s で $0.4 D \Omega$, 60 c/s で $0.48 D \Omega$ [D : 吸上変圧器間隔(km)]であり、 D は 4 km に設計されるので、吸上変圧器の容量は 16~77 kVA が普通である。このような定格の吸上変圧器を標準 4 km よりも大きい間隔で使用するときは、幾分誘導軽減効果は悪くなることは当然である。たとえば 4 km の標準設置の場合の誘導電圧を 1.0 とすると、6 km 間隔とするとき 1.3, 8 km 間隔とするとき 1.6 の誘導電圧となる。⁽¹¹⁾

なお参考のため $16\frac{2}{3}$ c/s と 50 c/s との電磁誘導電圧を比較すると、スエーデン国鉄 (c) 方式の実験⁽⁸⁾で 50 c/s のほうが 2~2.5 倍、フランス国鉄 (a) 方式の実験⁽⁶⁾で 50 c/s のほうが約 1.5 倍となっている。

(4.3) 単巻変圧器によるき電方式 単巻変圧器によるき電方式は第1図(d)に示される。これはニュー



第 6 図 吸上変圧器 (64 kVA) の
誘導軽減係数

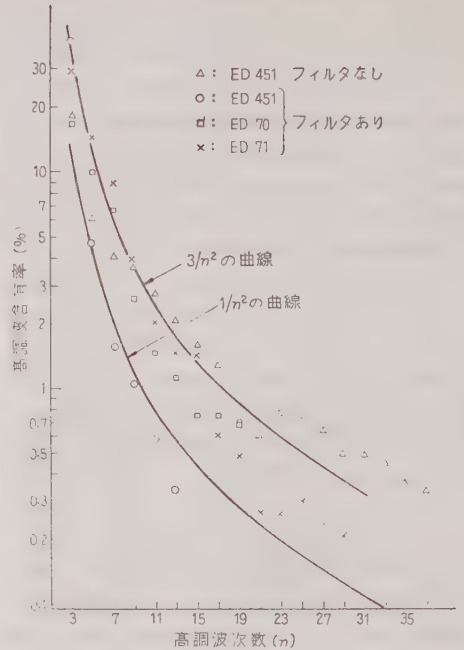


第 8 図 (c) 方式と (d) 方式との
A・km 比較

ヨーク、ニューヘブン鉄道に実施されたが、その誘導電圧軽減効果については、図に見るとおり各部電流分布は非常に複雑となり、充分解析されていなかった。しかし竹内、山口両氏の解析⁽¹²⁾により吸上変圧器との比較が明らかとなった。一例としてき電区間 20 km、列車電流 100 A とし、この間を列車が運行するときの全 A・km を計算し、吸上変圧器と比較して示すと第 8 図のとおりである。この結果より推定すると、単巻変圧器は吸上変圧器と同等程度の誘導軽減効果を持っていると判断される。ただし単巻変圧器は 1,000 kVA ないしそれ以上の容量を必要とするので、誘導問題だけが目的の場合は経済的に不利である。

5. き電側高調波と誘導雑音障害

整流子電動機または誘導電動機などを持つ直接形交流機関車を運転する場合は、交流電圧、電流にあまり高調波を発生しないので、雑音障害の問題はない。整流器を搭載し、直流電動機を持って働く整流器機関車で、単相全波整流を行うため、その交流側波形には多くの奇数調波を含むようになる。実測の一例を示せば

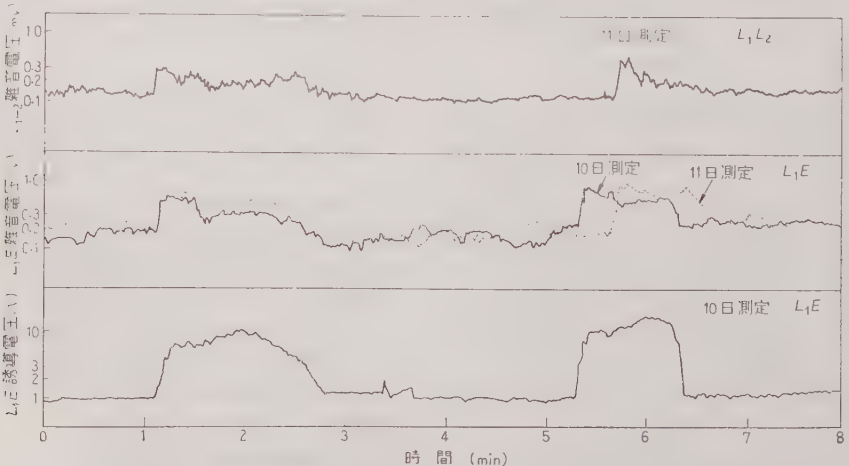


第 9 図 水銀整流器機関車の高調波含有率

第 9 図に示すとおりで、高調波次数を n (奇数) とすれば、電車線電流中の高調波含有率 p_n はおおむね次の範囲内にある。

$$p_n = \frac{1}{n_2} \sim \frac{3}{n^2} \dots \dots \dots (11)$$

この高調波により通信側へかなり大きい雑音障害を与える。いま仙山線における通信回線雑音の実測例を



第 10 図 東北線黒磯-白河間国鉄通信ケーブル誘導雑音および誘導電圧記録

第 2 表 誘導雑音電圧実測例 (仙山線測定)

(単位: mV)

所 属 別	回 線 別	直接電動 機 関 車	水銀整流器機関車	
			フィルタあり	フィルタなし
電 電 公 社	ケーブル 裸 線	0.16*	0.06	0.38
		0.6	0.8	2.6
国 鉄	ケーブル 裸 線	0.1	0.2	0.8
		15*	30	70

注 (1) * 印には機関車以外の原因による雑音を含む。

注 (2) フィルタについては (6・2) 節

示すと第 2 表のとおりとなる。また東北線黒磯—白河間の国鉄通信ケーブルにおける実測例を示すと第 10 図のようになる。第 10 図より見て誘導雑音電圧は機関車の負荷に比例して変化し、また平衡度 B は、約 $1/2,000$, 50 c/s 誘導電圧と片線対大地間雑音電圧との比は約 $20:1$ なることなどが推定される。

6. 誘導防止対策

(6・1) 危険電圧の防止

(a) き電側対策 静電誘導により生ずる誘導危険電圧を避けるため、電車線 (通信線側でもよい) に接近して接地線を設けることは有効である。そのしゃへい係数は接地線 1 本について、せいぜい 0.7 とみられるので、さらに必要に応じその本数を増す。またフランス国鉄ではき電側に逆電圧線を設ける実験をした。⁽⁶⁾ これによると電車線に平行して設けた線条に電車線電圧と逆位相の電圧を加えた結果、 8 m の距離に接近して平行する架空線に対し、静電誘導電圧 $1,500 \text{ V}$ が $100\sim150 \text{ V}$ に減少した。次に電磁誘導による危険電圧の発生を防ぐため、吸上変圧器または単巻変圧器の使用されることは前述したとおりである。これによると電磁誘導電圧を常時 $1/10$ 以下、異常時 $1/3$ 以下にすることができる。

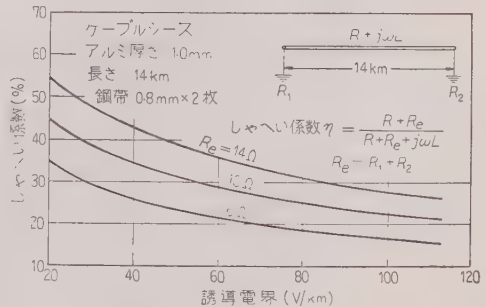
(b) 通信側対策 絶縁中継コイルは通信側に適用され、誘導危険電圧の屋外線路から屋内への侵入を防ぎ、また通信線路中間に使用して縦方向誘導電圧の加算累増を防ぐことができる。この意味で通信線路の両端および中間 $10\sim20 \text{ km}$ ごとに使用される。日本では通常き電側に吸上変圧器を設け誘導電界を小さくしているので、国鉄通信線以外では使用されていない。フランスでは吸上変圧器はなく誘導電界が大きいため、特に耐圧のよい絶縁中継コイルを使用し、誘導電圧はケーブルで地絡時 $1,200 \text{ V}$ を許容している。なおこのようなコイルでは従来の指令電話または個別呼出電話などの呼出符号や直流ダイヤル符号の伝送が困難になるので、ろ波排流コイルを設計し、⁽³⁾ 誘導電圧

の軽減を図った。これは従来の排流コイルの考え方にろ波回路を付加し、排流による回線雑音の増大を防ぐ役割を持たせている。

架空裸線を誘導電圧から防護する装置として、前記 2 コイルのほかには中和変圧器、しゃへいコイル、排流コイル、チョークコイルなどがあるが、これらは通信の伝送品質を下げ、かつ保守を複雑にするという理由で一般的にはあまり使用されていない。これに代わり異常時に発生する高圧により継電器を動作させ、架空線条を一斉に接地させる方式 (継電器プロテクタ) がアメリカで実施されている。この方式では異常状態の継続する間は全通信は杜絶または中断される。

架空線条を廃してケーブル化することは誘導防止の目的を達するばかりでなく、通信の品質を向上し、線路の保守をも簡単化するという理由で、現在、日本をはじめ各国国鉄が自己の通信線の改善を兼ねて交流電化区間で実施している方法である。この場合、重要なことはケーブルしゃへい層の構成とその接地方式である。これを適切に設計することにより、誘導防止の経費をかなり節減することができる。

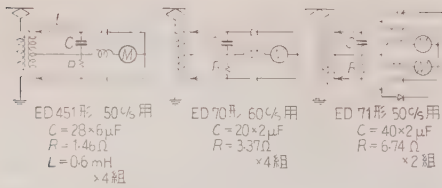
日本国鉄ではケーブルの電磁誘導に対するしゃへい係数を誘導電界 50 V/km 、周波数 50 c/s において 60% とし、そのしゃへい層の接地は各駅 (約 4 km) ごとに $1 \Omega/\text{km}$ の接地抵抗で行うこととしている。また、イギリス国鉄では $1,000 \text{ yd}$ (約 1 km) ごとに 4Ω の接地を行っている。⁽¹⁴⁾ 参考のためケーブル接地層の両端を接地する場合の接地抵抗としゃへい係数との関係を第 11 図に示した。



第 11 図 誘導しゃへいケーブルのしゃへい係数 (50 c/s)

(6・2) 雑音電圧の防止

(a) き電側対策 整流器機関車より発生する高調波を減らす目的で、日本では第 12 図に示すような CR の組み合わせよりなるフィルタ⁽¹⁶⁾ が用いられている。 CR の大きさはその積が $400\sim500 \mu\text{F}\Omega$ が最適



第 12 図 水銀整流器機関車フィルタ

とされており、これによる高調波の減少程度は 45 形機関車で約 1/3~1/4, 70 形機関車で約 1/2 である。

また変電所における受電波形のひずみが電車線に波及して通信雑音を生ずる場合があり、これを防ぐため変電所においてコンデンサ (約 2 μ F) をき電線と大地間にそう入することが提言されている。⁽²⁾

(b) 通信側対策 架空裸通信線では通常漏話を防ぐために交さが実施される。しかし電力線に平行する部分では誘導雑音を防ぐための特別な交さ⁽⁵⁾が施行されることがある。交さの間隔はなるべく短く等間隔とし、誘導雑音起電力を互に打ち消すような形式とする。

また通信回線の平衡度を良くすることは、雑音軽減に非常に有効である。この目的のため線路と機器との接続点または線路途中の分岐などに、中継コイルまたは中和コイルが使用される。これにより平衡度を 10 dB 以上改善することは可能である。ケーブルに収容された回線では心線が十分に細くより合わされているので、架空裸線よりは平衡度は約 10 dB 以上もよく、また誘導しゃへいケーブルの場合はさらにそのしゃへい係数が雑音周波数において約 0.1 以下を期待できるので、誘導雑音の大きさは架空裸線の 1/30 以下にすることも可能である。なお特に平衡度の悪い機器 (たとえば自動交換機、通話中の平衡度約 1/50) が線路に接続されるときは、雑音はその平衡度で左右されるので、かなり大きくなることがある。この点特に注意すべきである。

(6.3) その他 音響衝撃のおそれあるときは、音響衝撃吸収器を受話器端子にそう入するが、いまだで

の実績ではその必要はなかった。これは架空裸線では危険電圧または雑音電圧発生を避けるため、あらかじめ措置されるからである。また誘導妨害とは本質的に異なるが、交流電化に際して軌条電位の上昇による人畜への危害およびパンタグラフまたは不良がいしなどに生ずる火花によるラジオ雑音障害などの問題が討議され調査された。紙面のつごうによりその詳細は他に譲り、日本および諸外国ともに現状ではこのような障害事故は発生していないことを報告する。

7. 結 言

き電回路上の電圧、電流などの諸問題および誘導現象の解析などなお重要事項に言及する余裕がなかったが、これらについては文献を参照していただきたい。このようにして現在では基本波電圧の誘導現象とその軽減方法に関してはほぼ結論に達した状況であるが、高調波電圧の誘導とその対策について、また各種通信方式に対し与える種々な障害とその対策について充分に究明されたとは思われない。このようにしてアジアおよびヨーロッパ各国では交流電化において誘導調整上支払うべき経費の可及的少なくなるための努力をいまでもお続けている。最後に本文が交流電化にかぎらず、広く誘導調整の問題を理解するうえに幾分なりとご参考になることを期待し、また論旨まことに不十分な点をおわびしてこの拙文を閉じます。

文 献

- (1) 日本国鉄：交流電化調査委員会報告 III (昭 31-3)
- (2) Svensson, et al.: Bulletin I.R.C.A. 338 (1960-4, 5)
- (3) C.C.I.T.T.: Directives (誘導に関する) 50 (1952)
- (4) 電気学会：誘導調整委員会電力小委員 9 (昭 33-1)
- (5) 電気学会：誘導調整委員会電鉄小委員 253 (昭 33-4)
- (6) M. Trogneux: E.T. on R. 9-11, 583 (1958-11)
- (7) F. Kuntze: Swachstromstörung (1920)
- (8) S.J.J.: Induction Effects of S.E.R. (1955)
- (9) 来：信学誌 42.7 (昭 34)
- (10) 宮下、他：昭 30 連大 383
- (11) 鉄道通信協会：誘導防止簡易化委員 187 (昭 34-3)
- (12) 竹内・山口：電学誌 77, 1440 (昭 32)
- (13) 宮下、他 3 名：昭 32 電気学会東京支部大会 59
- (14) Earley et al.: British Comm. & Elect. 606 (1958-8)
- (15) 鉄道通信協会：交流電化区間用通信ケーブル 166 (1960-6)
- (16) 鉄道通信協会：誘導防止簡易化委員 147 (昭 34-3)

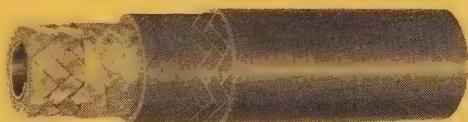
製品
紹介

水 冷 電 線

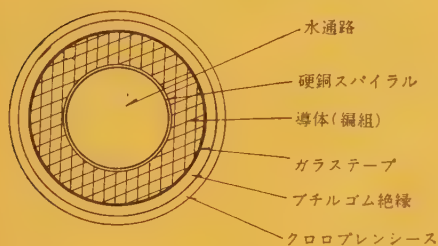
昭和電線電纜株式会社

この電線は、大容量の電気炉用導線として、導体中に冷却用水路を設けて通電電流密度を大きくし、かつ可撓性を良好にしたものであります。

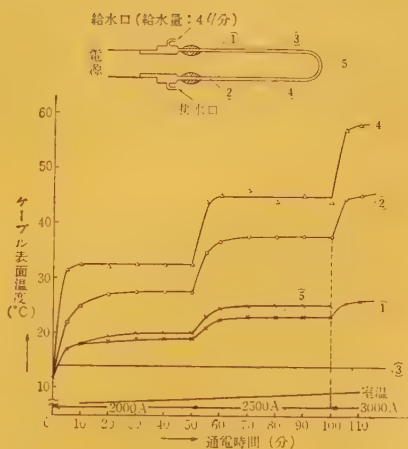
その構造は、下記の表に示すように、導体は軟銅線を編組したものとしておりますので、可撓性に富み導体中心の硬銅スパイラルを通路とする冷却水の冷却効果を大きくできます。また、導体上には絶縁体の導体中へのくい込みによる冷却効果の減少を避けるため、耐水・耐熱性の良好なガラステープを巻き、絶縁体は電気絶縁性の優れた耐水性のコロウデンゴムとし、シヨウブレンシース下には魚網糸編組を施して、内圧に耐える構造となっております。



水冷電線外観



水冷電線断面図



構 造 表

導 体	構 成 外径 (mm)	外径 16 mm の硬銅スパイラルを中心として 0.45 mm 鋸めつき軟銅線を 4 重編組。(125 mm ² 相当)
		25
ガラステープ巻厚 (mm)		0.2
コロウデン絶縁体厚 (mm)		2.0
煙込編組厚 (mm)		0.5
シヨウブレンシース厚 (mm)		1.5
仕 上 外 径 (約)(mm)		33.0
概 算 重 量 (kg/km)		2,145
導 体 抵 抗 (20°C) (Ω/km)		0.18 以下
試 験 電 圧 (V/1分)		5,000
絶 縁 抵 抗 (20°C) (MΩ/km)		100 以上
水 圧 試 験 (1時間)		6 kg/cm ²

(注) 両端は水冷電線用端子をモールド加工する。

製品
紹介

スチロフレックス同軸ケーブル

大日電線株式会社

スチロフレックス同軸ケーブル (Styroflex Coaxial Cable) は極めて高性能の高周波同軸ケーブルであり、近時欧米におけるこのケーブルの需要は旺盛で、短波放送、FM 放送、TV 放送等の各種放送やマイクロウェープリング、見透外伝播通信等の各種無線通信に広く使用され、その優越性を誇っております。このケーブルは内独の Felten & Guillaume Carlswerk AG. で開発されたもので、世界でもこの F+G 社と弊社および米国の Phelps Dodge 社の 3 社のみが製造しております。

ケーブルの構造は写真に示すように空腔型絶縁体であります。内部導体は銅単線または銅管よりなり、その上に低損失かつ機械的強度にすぐれた厚さ 0.08～0.15 mm のスチロフレックス・テープを数十ないし数百枚螺旋状に重ね巻きし、さらにその上を広幅のテープで押え巻きします。この工程では外径の連続測定を行ない、テープの幅および厚みのわずかな変動も排除してケーブルの均等性を保つようにしております。次にテープ巻きの終った断要長のケーブルコア上にアルミ管を被覆します。アルミは純度 99.5% 以上のものを使用します。また地下埋設や水中布設等のためにケーブルに防護をほどこす必要がある場合にはアルミ管の外部導体上にビニルまたはポリエチレンその他の特殊な被覆を行ない防蝕層とします。さらに適当な外装をほどこして自己支持型とすることもできます。

特長 スチロフレックス同軸ケーブルは、次のような特長を有しております。

長尺のケーブルが得られます 従来の銅管同軸線路や導波管では得られなかった継目のない長尺ケーブルの製造が可能であり、普通のケーブルと同様にリール巻きにすることができます。

可撓性に富んでおります ケーブルは許容屈曲半径の限度内では自由に曲げることができます。すしかも屈曲による電気特性の変化がありません。

軽量かつ強靱で取扱いが簡単であります ケーブルは内圧、外圧、引張り等に対して強靱で、しかも内外導体は常に同軸の位置に保たれております。また外部



導体がアルミニウムであるために振動による破損のおそれもなく、鉄塔等風力による振動を受け易い場所で使用して非常に有利であります。なおケーブルの破断荷重はケーブル自重約 2,000 m に相当します。

長さ方向に品質が均一であります ケーブルが極めて均一で、しかも接続部がないために V.S.W.R. 値を小さくすることができ、かつ布設後にも V.S.W.R. の劣化がないので維持費がかかりません。

低損失であります いわゆる空腔型絶縁体であり、かつ外部導体がアルミ管であるため低損失であります。

特性の経年変化がありません ケーブルの絶縁体であるスチロフレックスは、湿度による特性変化がなく吸湿のおそれもあります。従って温度変化や長時間使用による特性の変化がなく、さらに接続部の少ない長尺ケーブルでありますから、ガス漏や接続部の発熱または膨脹による接触不良の起るおそれが全然ありません。

輻射がありません 外部導体はアルミ管でありますから高周波による輻射とそれによる損失がなく、外部からの誘導妨害を受けることもありません。

特性値 第 1 表にその一例を示します。

第 1 表 50Ω ケーブル (平滑外部導体) の構造および電気特性値表

ケーブル サイズ (in)	内部導体 径 (mm)	シールド 径 (mm)	比伝播速度 ⁽¹⁾ (%)	最大使用電圧 (kV 均値)	V.S.W.R. 40dB ⁽²⁾ (150~250 Mc)
3/8	2.84*	9.5	85.8	0.5	≤1.025
1/2	4.1*	12.7	87.1	0.7	≤1.025
3/4	6.3*	19.0	89.1	1.1	≤1.025
7/8	7.6*	22.2	90.6	1.3	≤1.02
1 1/8	10.2*	28.6	90.6	1.8	≤1.02
1 1/2	15.0	41.3	91.7	2.5	≤1.025
3 1/8	29.4	79.4	92.1	4.5	≤1.025
4 1/8	38.0	104.7	91.3	5.5	≤1.025
4 1/2	41.3	114.3	91.3	6.0	≤1.035
6 1/8	57.0	155.6	92.8	7.0	≤1.04

(注) * は充実型導体 (1) ケーブル内伝播速度と自由空間伝播速度の比 (2) 最大値は 1.10 以下を保証

製品
紹介

全 アル ミ バ ス ダ ク ト

古河電気工業株式会社

最近建設せられるビルディング、工場等の屋内配電幹線に「バスダクト」が盛んに使用されるようになって参りました。このバスダクトを使用した屋内配電方式は、米国の自動車工場オートメーション化の線にそい発達してきたもので、不燃性、安全性、機械特性、電気特性いずれも極めて良く、床面積が節約でき、美観を呈する等の利点のほかに

1. 分岐が随時希望個所にとりうる。
2. 電力需用の増減に伴ない、簡単に増設、撤去、移設が可能である。
3. 瞬時電流容量を大にとりうる。

等のケーブルコンジット配線に見られぬ特徴を有するため、電力需用の多いビルディング自動化の進んだ機械を多く使用する工場等の屋内配線としては最適のもので、本邦においても急速な進展を遂げつつあります。

ここに御紹介する全アルミバスダクトは導体、外函ともにアルミを使用したもので、前記バスダクト独自の特徴のほかに、さらに一步進んで次のような特徴が加わります。

軽 量

銅導体、鉄外函のものにくらべ全重量は半減し、取付けは非常に容易で工期の短縮、工事費の節約が可能となる。

外函の耐蝕性、美観

耐蝕アルミを使用し、さらに表面に耐蝕処理を施してあるため、常に新品と変わらぬ美しさを保持する。

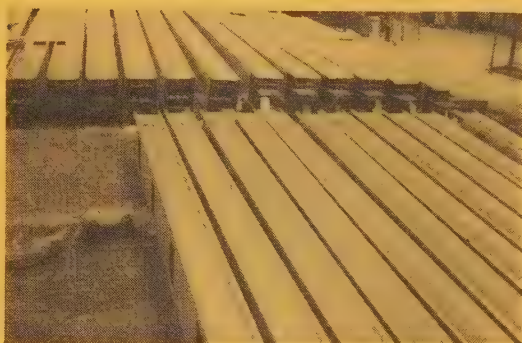
導体接続部の信頼度大

表面処理を施し、特殊皿形ワッシャーを使用しているため、銅導体と変わらぬ信頼度を有する。

経済性大

アルミの経済性と相俟って上記のような特徴を備えているため、この全アルミバスダクトを使用した配電方式は従来のダクト内ケーブル配線、コンジット配線等にくらべ非常に経済的なもので、銅導体バスダクトにくらべても有利である。

このようにアルミの特徴を充分に活した「全アルミ



全アルミバスダクト



全アルミバスダクト布設状況

日本軽金属株式会社総合研究所殿納入
200 V 3相3線式 600 A, 1,000 A

バスダクト」は最近の電気機械、建築物等のアルミ化の線にそって、今後大いに御利用いただけるものと思います。

製品
紹介

日 立 ア ル ミ 被 鋼 線

日立電線株式会社

架空送電線、架空地線には通常 ACSR (銅心アルミ燃線)、IACSR (銅心イ号アルミ合金燃線)、またはカップパーウエルド燃線などが使用されていますが、長径間で大きな機械的強度を要求される場合、また短絡電流が大きく導電性のすぐれたものが要求される時、あるいは腐食性雰囲気で使用するため、すぐれた耐食性が要求される場合などには、特殊な構造の電線を考える必要があります。

当社では従来より金属の常温圧接の研究を行なってきましたが、その成果を応用して亜鉛メッキ鋼線の上にアルミを連続的かつ均一に圧接被覆する方法によってアルミ被鋼線を完成しました(製造法の特許出願中)。

アルミ被鋼線は亜鉛メッキ鋼線の上にアルミを圧接したもので、その断面の顕微鏡写真は第1図のとおりであります。この図からもわかるように圧接されたアルミと亜鉛層とは完全に一体となっております。

またアルミ被鋼線に対して引張り試験、捻回試験、自己径巻付、巻戻試験を行なった結果、いずれも異状は認められません。

アルミ被鋼線の特長

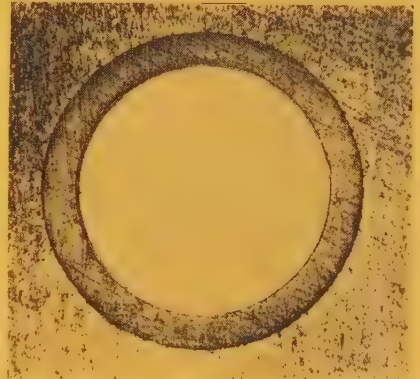
(1) 機械的強さと導電率とを自由に組み合わせることができ アルミ被鋼線はアルミ被覆および亜鉛メッキ鋼線の種類、寸法を任意に変えることができるので、御要求に応じた機械的強度と導電率の組み合わせたものが得られ、またアルミ線と鋼線とを混合燃りして、必要な性能のものを得ることのできる利点があります。燃線の構造例としては第2図に示したとおり、つぎのものが考えられます。

- (a) アルミ被鋼線だけを燃合わせたもの
- (b) 鋼燃線の上にアルミ被鋼線を燃合わせたもの
- (c) アルミ被鋼線の上にアルミ線を燃合わせたもの
- (d) アルミ被鋼線とアルミ線を混ぜ燃りしたもの

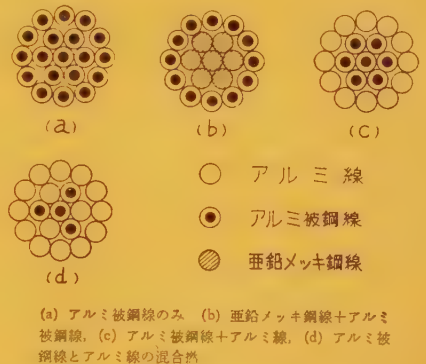
(2) 耐食性がすぐれている アルミ被鋼線を構成しているアルミは電気用アルミであるため、耐食性は良好であります。

(3) 重量が軽い カップパーウエルド線などにくらべると、導電材料にアルミを使用しているので、同じ電流量に対して重量が軽くてすみずみです。

(4) 架線時の取扱いが容易である アルミ被鋼線は亜鉛メッキ鋼線などと違って、きわめてしなやか



第1図 アルミ被鋼線断面の顕微鏡写真 (×20)



第2図 アルミ被鋼燃線の構造例

であり、また釣車を通過してニッキングを起しても耐疲労性に悪影響がなく、接続も簡単にできるので、架線時の取扱いが容易であります。

アルミ被鋼線の用途

- (1) 長径間送電線用導体として使用すれば、その特長をもっとも大きく発揮することができます。
- (2) 架空地線用電線として使用すれば重量が軽く単位重量あたりの引張り荷重、導電率を大きくとれるので、経済的な線路設計ができます。
- (3) 給電線、配電線、メッセンジャーワイヤ、ベートダンパーまたは支線、アーマロッド、接地線などにも使用することができます。

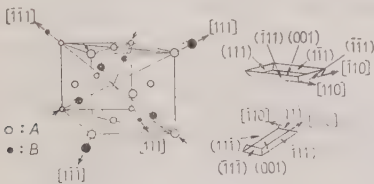
学 界 時 報

- | | | |
|----------|----------------|----------|
| 1. 教育・研究 | 2. 電気物理および回路理論 | 3. 電気測定 |
| 4. 電子装置 | 5. 電子回路 | 6. 電気機器 |
| 8. 照 明 | 9. 電気鉄道 | 10. 電気通信 |
| 12. 電力応用 | 13. 自動制御および計算機 | 11. 電気材料 |
| 15. 雑 | | 14. 原子力 |

2・1. III-V 族金属間化合物をエッチする場合の極性の効果

J. W. Faust, Jr. & A. Sagar: Effect of the Polarity of the III-V Intermetallic Compounds on Etching. [J. appl. Phys., Vol. 31, No. 2, Feb., 1960, p. 331~333]

III-V 族金属間化合物においては $\langle 111 \rangle$ 方向が極性軸である。第 1 図を見てわかるように、 $[111]$ に沿って、III 族原子と V 族原子で構成された一対の面が多数直列に連っている。InSb, InAs, GaSb と GaAs の各試料を $\{111\}$ に平行な面で切り、第 1 表に示すエッチ液でエッチした。その結果、表面の状態は次の四つに分類される。(1) 比較的なめらかで円すいまたは角すい状のピットにより転位がわかる。(2) 比較的なめらかであるがピットはない。(3) 全体を底面が $\{111\}$ に平行な角すいのピットでおおわれた面。(第 2 図)

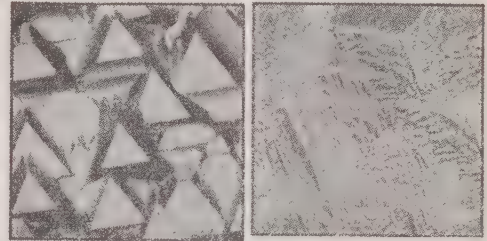


第 1 図

第 1 表

Intermetallic compound	Etch	
InSb	H ₂ O ₂ :HF:H ₂ O	1:1:4
	HNO ₃ :HF:H ₂ O	1:1:4
	HNO ₃ :HF	1:1
InAs	conc HCl	
	H ₂ O ₂ :HF:H ₂ O	1:1:4
	HNO ₃ :H ₂ O ₂ :tartaric acid ^a	1:1:6
	HNO ₃ :HF:acetic acid:Br ₂	75:15:15:06
GaSb	H ₂ O ₂ :HCl:H ₂ O	1:1:2
	HNO ₃ :tartaric acid ^a	1:3
	HNO ₃ :HF:H ₂ O	1:1:1
GaAs	H ₂ O ₂ :HF:H ₂ O	1:1:4
	HNO ₃ :tartaric acid ^a	3:1
	HNO ₃ :HCl:H ₂ O	1:1:2
	H ₂ O ₂ :NaOH ^a	3:1

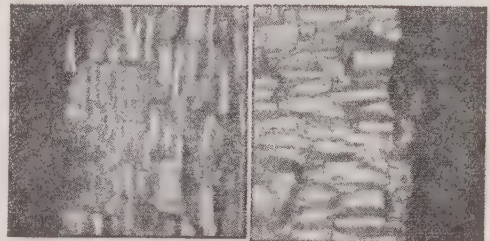
^a 40% aqueous solution.



(a)

(b)

第 2 図



(a)

(b)

第 3 図

(4) 全体をはっきりしない角すいのピットでおおわれた面、ただし InAs の場合は、はっきりした角すいピットが表われる。Roth と White⁽¹⁾ および Warekois と Metzger⁽²⁾ の論文などを参考にして結論を出すと、以上の分類での (1) および (3) の面は第 3 族の原子で構成されていることになる。エッチをくり返しながら角すいピットの形を観察すると $\{11\bar{1}\}$ 面のほうが $\{111\}$ 面よりもエッチされる速さが遅いということがいえる。次に $\{001\}$ 面については、ピットは第 3 図のように方形になる。さらにこのピット $\{00\bar{1}\}$ 面上のものは $\{001\}$ 面上のものに対して 90° 回転した位置にある。このピットを光学的に調べた結果、底面は $\{001\}$ 面で側面は $\{111\}$ 面であることがわかった。第 1 図を見てもわかるように方形のピットを生じるのは極性軸 $\langle 111 \rangle$ の影響により、エッチング速度の相違が原因となっているのである。(中野委員, 大下正秀訳)

文 献

- (1) J. G. White & W. C. Roth: J. appl. Phys. **30**, 946 (1959)
- (2) E. P. Warekois & P. H. Metzger: J. appl. Phys. **30**, 960 (1959)

2.2. ゲルマニウム中のリチウム の偏析について

J. R. Carter, Jr. & R. A. Swalin: On the Kinetics and Mechanism of the Precipitation of Lithium from Germanium. [J. appl. Phys., Vol. 31, No. 7, July, 1960, p. 1191~1200]

著者らは半導体中の偏析に関して、偏析された不純物で形成されている粒子の発生と成長、および結晶格子中の不純物の分布などについて一連の研究を計画している。

さて現在までに偏析現象については、(i) 拡散後偏析される不純物の量は $\log C/C_0 = [t/\tau]^n$ で示される。 (C, C_0) : それぞれ時間 t および $t=0$ での不純物の数, τ : 特性時間, n : 偏析された粒子の形状で決まる係数) (ii) 格子間不純物は空格子点との相互作用により正規格子点にはいり、これが粒子の核となる。などのことが報告されている。ゆえにここでは Ge 中の Li を例にして、上記の計画の一環としての実験を行っている。

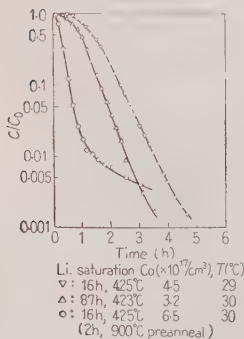
試料はほとんど真性に近い Ge に Li を真空中で充分飽和するまで拡散させ、急冷して抵抗の時間的変化を測定する。Li が偏析された粒子に付着すると電気的活性を失うので、この抵抗値より Li^+ の数が求められる。

この測定により次のような結果を得た。

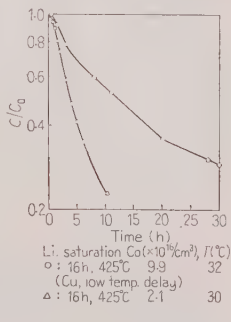
(i) Li の偏析の時間的変化は第1図のようになる。この曲線より $\log C/C_0$ は初期には $t^{3/2}$ に、また長時間後には t にそれぞれ比例する。このことは偏析された粒子が回転だ円または球形であるとして行った理論的取り扱いと一致している。ゆえに偏析によりできた粒子はだ円または球形であると考えられる。

(ii) Li 拡散前に Ge を熱処理すると、Li は短時間で偏析される。(第2図)しかし熱処理温度が 900°C 以下ではこの効果は見られず、また熱処理後の冷却方法にも依存しない。

(iii) 不純物として Cu, O は Li の偏析に触媒的



第1図



第2図

作用をおよぼす。すなわち、Li と同時に Cu を拡散したものでは、Li の偏析される量は $1/10$ 程度に減少する。また酸素を多く含む結晶では、Li は短時間で偏析される。

(iv) Li が偏析される場合の活性化エネルギーは $12,950 \text{ cal/mol}$ で、Morin, Reiss の値とよく一致すると報告している。(北村委員, 小田坂司訳)

2.3. ゲルマニウムデンドライトの 原子的に平坦な面の成長

R. L. Longini, A. I. Bennett & W. J. Smith: Growth of Atomically Flat Surfaces on Germanium Dendrites. [J. appl. Phys., Vol. 31, No. 7, July, 1960, p. 1204~1207]

ゲルマニウムデンドライトはリボン状で、その広い面上には低い階段状の層が見られる。この段と段の間は原子的、いかえれば結晶構造上から見ても平らな層になっている。ここでは、この層の発生と原子的平面の成長を過冷却溶液中で行われる結晶成長過程により説明している。

Bennett および O'Hara によると、デンドライトと溶液の境界面は第1図のようになっている。 A はほとんど平面、 B は熱的および結晶成長の条件により決まる曲面である。 A 面は過冷却状態にあり、また面積も広いので、(過冷却温度 5°C とすると深さ 1 cm 程度) しばしばここに新しい層が発生する。そしてこの層ができたために発散された凝固熱は過冷却溶液中で結晶中に放散され新しい層は成長する。しかしその成長は溶液のメニスカスではもちろんいり、また B の部分は結晶化による凝固熱のため過冷却状態ではないため成長は止る。この A 面上で発生した層の成長速度は熱伝導の式より近似的に

$$v \approx 2.3 \times 10^3 \Delta T$$

となる。ここで ΔT は新しい

第1図

層ができる前の A 面での過冷却温度で、溶液のそれではない。実験によると ΔT は約 5°C で、 v は 10^4 cm/s である。

このようにして発生した層は、(1) 凝固熱を発生するため A 面は過冷却状態ではなくなり、新しい層はしばらく発生しなくなる。そして距離的には、 $10^{-4} / \Delta T \text{ cm}$ 、時間的には $0.05 / (\Delta T)^2 \mu\text{s}$ の間隔で次の新しい層の発生が可能となる。(2) 一つの層の次にもっと速く成長する別の層があっても、前の層の出す凝固熱のため後の層の成長速度は遅くなり追いつけない。といった状態をくり返しながら成長する。

これらの層の端は階段状になっているが、これは溶液と結晶の間のメニスカスによりできると考えられ

る。溶液対ガス，溶液対結晶，結晶対ガスの間の表面エネルギーが正確に求められていないため，メニスカスの高さを見積ることはできない。しかし実験によると，平面より層の端のほうに溶液は付着しやすく，そのため層の端は階段状になる。

(北村委員，小田恒司訳)

2.4. InSb の狭い P-N 接合における内部電界放出

A. G. Chynoweth & R. A. Logan: Internal Field Emission at Narrow *p-n* Junctions in Indium Antimonide. [Phys. Rev., Vol. 118, No. 6, June 15, 1960, p. 1470~1473]

内部電界放出（トンネル過程）の起きる確率の電界強度依存性は，下式により支配される。

$$\exp(-\alpha\epsilon^{3/2}/E) \dots \dots \dots (1)$$

直接遷移では $\alpha = \pi(m^*)^{1/2}/2eh$,

間接遷移では $\alpha = 4(2m^*)^{1/2}/3eh$

ここで ϵ : エネルギーギャップ, m^* : 有効質量であり，また最小エネルギーギャップの位置により，遷移に音子の影響が生じ，トンネル電流の温度依存性を調べ，トンネル遷移が直接または間接遷移かを知ることができる。著者らはすでに，As をドーブした Ge では直接遷移，Si では間接遷移が主であることを見出し，また $\alpha\epsilon^{3/2}$ の値を求めて報告したが，この報告で，InSb では最小エネルギーギャップが $K=0$ にあることを確認し，またトンネル遷移は直接遷移であることを明らかにしている。

実験には Cd を N-InSb に Alloy して作った P-N 接合を用いた。トンネル過程の温度依存性と，一定電流を得るに必要な逆方向バイアスの温度依存性を調べたが，結果は Ge の場合に似ており，最小エネルギーギャップが， $K=(0, 0, 0)$ にあることと一致している。

逆方向電流の値は，次式がよい近似を与える。

$$I_m = AV_a^p E^q P \dots \dots \dots (2)$$

A: 温度だけの関数, V_a : 印加電圧 ($p \sim 1$),
E: 接合部の電界 ($q=1 \sim 3$), p : トンネル確率
 V_a の小さいときには，

$$d(\ln I_m)/d(\ln V_a) = p + (\alpha\epsilon^{3/2}W_1/4 V_i^{3/2}) V_a$$

という式が得られる。ここで W_1 は 1 V の電圧降下による空間電荷層の幅, V_i は Built-in された電圧で，多量にドーブしていない場合 ϵ とほぼ等しい。 $d(\ln I_m)/d(\ln V_a)$ と V_a をプロットすれば直線が得られ，そのこう配より求まる $\alpha\epsilon^{3/2}$ と，理論値との比較ができる。第 1 式に $\epsilon=0.22$ eV, m^* に換算質量 $m^R=n$ (電子の質量) を入れ， 9×10^5 Vcm $^{-1}$ が得られるが，これは実験的に図より求められた $\alpha\epsilon^{3/2}=1 \times 10^6$ Vcm $^{-1}$ と一致する。 V_a が十分に大きいときは

$$\alpha\epsilon^{3/2}(V_a + V_i)^{-1/2} = \text{一定}$$

という関係が成立し，また m^* は ϵ に比例するので， ϵ^2 と $(V_a + V_i)^{1/2}$ をプロットすれば直線が得られるはずである。

すでに求められている ϵ の温度依存性を用いて，これらを実際にプロットしたところ，直線が得られた。この事実も，InSb におけるトンネル遷移が直接遷移であることを示している。

(鳩山委員，柴田明一訳)

2.5. ゲルマニウムの表面状態に依存する 1/f 雑音について

A. U. Mac Rae & H. Levinstein: Surface-Dependent 1/f Noise in Germanium. [Phys. Rev., Vol. 119, No. 1, July 1, 1960, p. 62~69]

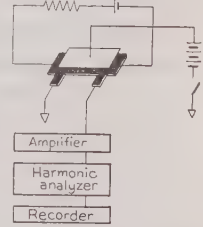
半導体では 6×10^{-5} c/s より 12 Mc の広い範囲にわたって 1/f に比例する雑音の発生が見られる。この雑音の物理的原因はまだ明らかにされていないが，体積と表面積の比や表面状態により変化することが知られている。ゆえに 1/f 雑音と種々の表面状態との関係を明らかにするため，実験および検討を行っている。

試料は 35 Ω cm P, N 形 Ge を (111) 軸方向に垂直に切り，厚さ 50~100 μ のブリッジ形にしたものを使い，温度およびふんい気を変えながら雑音および電界効果を測定している。(第 1 図参照)

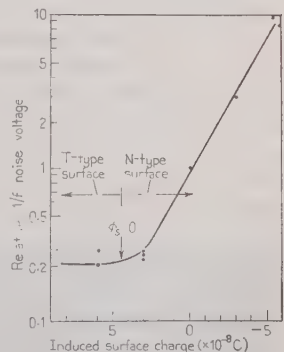
さて表面状態による雑音と区別するためにバルクの雑音スペクトルの測定を行った。それによると可聴周波数の雑音スペクトルは 1/f 雑音と励起再結合 ($g-r$) 雑音よりなっている。

N 形 Au 添加 Ge では高周波より 1 kc 付近まではこの二つが共存し，これより低周波では 1/f 雑音だけになる。P 形 Au 添加 Ge ではキャリアのライフタイムが短いため，低周波でも $g-r$ 雑音は存在するが，低温 (65°K) では $g-r$ 雑音はなくなる。

1/f 雑音に影響をおよぼす表面状態として，五つの



第 1 図



第 2 図

原因がある。

(1) 表面電位 P形, N形を問わず表面に逆層を作るように電界を加えると, $1/f$ 雑音は増加する。(第2図) しかし反対に集積層を作っても $1/f$ 雑音には影響はない。

(2) 温度 $1/f$ 雑音は一般に温度に依存しないが, 逆層に関係した $1/f$ 雑音は温度依存性を示す。しかし温度変化に対する電界効果の測定より, 逆層は室温では依存するが, 低温では消失することがわかった。

(3) 緩和 電界を加えて半導体の空間電荷層に余剰キャリアを注入すると, 表面に逆層があれば $1/f$ 雑音は最初増大し, 次に対数関数的に減少する。この緩和時間はオゾンや湿気が多いと短く, 真空中では長くなる。

(4) ふんい気 表面電位を一定とし, 外気の圧力を変えて $1/f$ 雑音と緩和時間の関係を求めた。それによると, この両者には簡単な指数関数的関係はないが, 緩和時間が短くなると $1/f$ 雑音は増大する。

(5) キャリヤ密度 バイアス電圧が一定であれば $1/f$ 雑音と Johnson 雑音の比は, その半導体のキャリア密度には無関係である。

このように $1/f$ 雑音が表面状態に依存すること, および定性的にその物理的原因を明らかにし得たと報告している。(北村委員, 小田坂司訳)

2.6. ゲルマニウムデンドライトのエッチピットについて

P. J. Holmes: Etch Pits on Dendritic Germanium. A Clarification. [Phys. Rev., Vol. 119, No. 1, July 1, 1960, p. 131~132]

ゲルマニウムデンドライトを成長しやすい {211} 方向に引き上げて作ると, 広い面は {111} 面となり, その間に双晶面ができる。この {111} 面上のエッチピットに関して, 著者と Billig がさきに報告した結果と, 最近 Bennett, Longini が発表したものとは異なっている。しかしこの差異は本質的な結晶の性質によるものではなく, Billig も指摘しているように {111} 面上のエッチピットの等高線の方法はピットを作るために使用したエッチ液の種類により変わると考えられる。

第1図はデンドライトの同じ部分をエッチの方法を



(a)

(b)

第1図

変えて観測したものである。この写真でも見られるように, 過酸化水素水エッチを行ったもの〔(a) 図〕と赤血塩エッチを施したもの〔(b) 図〕では向きが逆になっている。したがって, ゲルマニウムデンドライトの結晶構造に関して, 著者らと Bennett, Longini の理論の間にはなんら矛盾する点はないことが明らかになった。(北村委員, 小田坂司訳)

2.7. 容量-電圧測定による接合ダイオード中の不純物分布の決定

J. Hilibrand & R. D. Gold: Determination of the Impurity Distribution in Junction Diodes from Capacitance-Voltage Measurements. [R.C.A. Rev., Vol. 21, No. 2, June, 1960, p. 245~252]

半導体接合装置で不純物分布がどうなっているか知ることは, 装置動作の理解や製造工程管理にとり有用である。不純物密度の絶対値は 20% ぐらい, 不純物の相対的分布はもっと正確にわからないと役に立たない。不純物分布を必要な精度で測る一つの方法を述べる。

不純物分布は容量-電圧曲線を微分して得る。堰層の幅の電圧による変化は, 層端の不純物密度に依存していることを利用し, Poisson の式を2回積分して必要な関係を得る。解析は平面接合に限り, また接合の一方が他方よりはるかに強くドーブされた単側接合を扱う。第1図は任意の不純物分布を持つ接合についての空間電荷, 電界, 電位の分布である。図からわかるように容量 C を

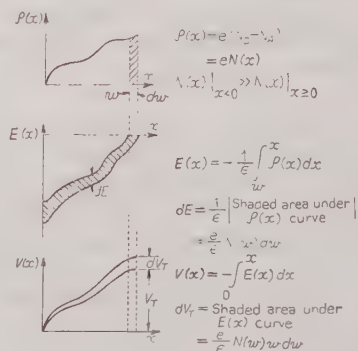
$$C = \epsilon A/w$$

とすれば, 堰層端での不純物濃度 $N(w)$ は

$$A^2 N(w) = \frac{2}{e\epsilon} \left(\frac{d(C^2)}{dV_T} \right)^{-1}$$

ただし ϵ : 電媒定数, A : 接合面積, w : 堰層幅, e : 電子電荷の絶対値, V_T : 接合にかかる電圧

と表わせる。単側接合でない, たとえば拡散で作られ



第1図 単側接合に対する空間電荷, 電界, 電位

た接合でも、適当な分布を仮定して、堰層の両端の濃度が求められる。

容量測定は Boonton 75 A 容量ブリッジを用い、4 けたの精度を得た。容量が 1~2% ぐらい変わる間隔で 6 点を測り、その 6 点を通るよう $C=K/(V+\phi)^n$ の定数 K, ϕ, n を定め、不純物濃度を

$$A^2 N(w) = (K^{1/n} ne \epsilon) (V + \phi)^{1-2n}$$

より得る。6 点に対する平均容量 C_a から、堰層の平均幅 w を $w/A = \epsilon/C_a$ を用いて出し、 w に対する $N(w)$ を得る。

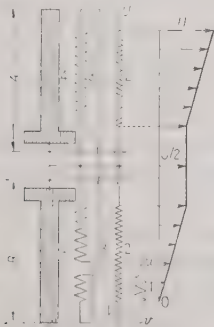
いろいろの w について上の操作をくり返せば、 w 対 N の曲線が得られる。接合面積は再結晶部分をエッチで出して測定し、10% ぐらいの精度で測れる。こうして不純物分布の絶対値は 20% ぐらい、相対分布は 10% ぐらいの精度で得られる。

(鳩山委員, 三沢敏雄訳)

3.8. 超高压 PT の新構造

H. Hartmann u. B. Gänger: Neue Bauweise für Spannungswandler höchster Spannungen. [Brown Boveri Mitt., 47. Jahrg., Nr. 5/6, Mai/Juni, 1960, S. 306~320]

棒鉄心をもった密封構造の 345 kV 2 段カスケード PT について詳述している。PT は PD にくらべ温度上昇からみたいわゆる制限負荷はたとえば $\alpha 45/\sqrt{3}$ kV で 10 kVA (定格 VA は 100) のように過大である。棒鉄心のような開磁路方式をとれば、構造は簡単で絶縁も容易だから磁化電流をある程度の増加にとどめることで特長ある PT が得られる。第 1 図にこの PT の接続を示す。4, 4' のような棒状の鉄心に、高压一次巻線 2, 2', 二次巻線 1, 平衡巻線 (Schubwicklung) 3, 3' が設けられている。外観の写真を第 2 図に示す。上段、下段の二つに分けて積重ねるようになっている。それぞれ OF 式構造を有



第 1 図



第 2 図

している。形式は次のようになっている。

最高回路電圧 345 kV, 定格変圧比 172,500 V/69 V (2,500:1) 60 c/s, 試験電圧: 150 c/s, 690 kV, 全波 1,550 kV, さい断波 1,780 kV, 定格負担 (WXYZZ) で SAS 0.3 (400 VA 0.3 級)

棒鉄心に対する近接磁性体の影響については 20 cm 50 cm, 100 cm の距離に鉄円筒を近づけて試験したが測定精度以下であった。温度上昇も $300/\sqrt{3}$ kV, 12.5 kVA で上, 下段とも一次巻線が最高で 46°C で問題ない。

訳者注: PD を意識して改良しようカスケード PT を設計している点が興味深い。棒鉄心は長さと同断面の割合からいて閉磁路長 L に空けき長 L_a がはいった形に換算すると L_a/L が 0.0062 程度となる。これは実効透磁率を 160 程度に低めることになる。このような状態で 400 VA 0.3 級を得ているのだから注目し値しよう。

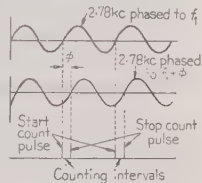
(池田委員)

3.9. 連続またはパルス状 UHF 用 高精度位相計

R. T. Stevens: Precision Phasemeter for CW or Pulsed UHF. [Electronics, Vol. 33, No. 10, March 4, 1960, p. 54~57]

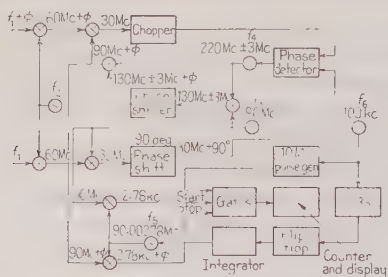
空中線の指向性図形の正確な測定に無線周波における正確な位相の測定が要求される。ここに述べる装置は 100~500 Mc 間の二つの入力の位相差を連続波のときは 0.2°, パルス波のときは 0.5° の精度で測定し、出力は度数でデジタル表示する。周波数は 20 Mc 以下もまた X 帯域も測定可能であり、測定に際して調整が不要で、360° 以上位相差があっても測定ができる。

この装置は比較的複雑であるが、原理は第 1 図のように、二つの高周波入力 f_1 と $f_1 + \phi$ の位相差をくらべるのに、これらをヘテロダイン法で 2.78 kc の低周波に変換する。2.78 kc の 1 c/s は



第 1 図

10 Mc にとっては 3,600 c/s になるから、10 Mc の 1 c/s は 0.1° に相当する。 f_1 と $f_1 + \phi$ との位相関係はヘテロダイン過程を通して変わらない。ゆえに二つの低周波電圧の零を過ぎる時刻によって ϕ に相当する時間だけ 10 Mc を計数すればデジタル表示を得ることができる。入力がパルス状のときのために実際の構成は第 2 図のようになっている。二つの入力は f_1 によって 60 Mc に変換される。二つの 60 Mc は二つの 90 Mc の信号の位相差をつくるために用いられる。一つの 90 Mc 信号は発振器 f_2 で得られる。 f_3 はまた f_4 の 220 Mc \pm 3 Mc と混合して 130 Mc \pm 3 Mc を作る。次の移相回路による位相の変化が周波数に関係し、127~133 Mc 間で 360° より少し大き目に



第 2 図

しておくと、この出力をさきの f_4 と混合して、 ± 0 Mc で移相回路で与えられた位相の信号が出る。ゆえに f_4 の発振周波数を制御することによって二つの 90 Mc 信号間の位相を $0 \sim 360^\circ$ 間で制御することができる。これらはそれぞれ 60 Mc と差をとって、位相が前と変わらない二つの 30 Mc の信号となる。一つの 30 Mc はチョッパをとおり、他は 90° の移相回路を通じて位相検波器へはいる。もしこれらの位相関係が正しいときは検波器の出力は零になる。そうでないときは出力が現われるが、これでこの関係が正しく保たれるように制御される。その様子は位相検波器の出力側の平滑回路によって、パルス波のときも連続波のときも同様ホールドされる。この二つの 90 Mc 信号を f_5 によって 2.78 kc に変換して、最初に述べたように計数器をスタート、ストップする。チョッパは位相を周期的に逆転するもので、位相検波器のドリフトを避けるためのものである。(池田委員、菅野 允訳)

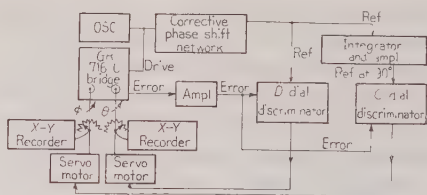
3.10. 自動化した誘電特性の測定

P. G. Frischmann: Measuring Dielectric Properties Automatically. [Electronics, Vol. 33, No. 32, Aug. 5, 1960, p. 56~57]

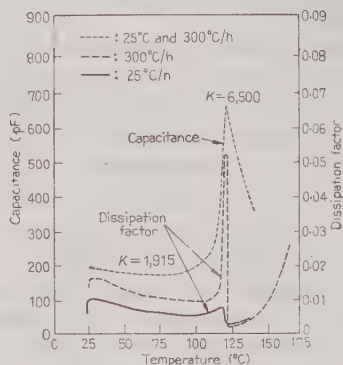
誘電体の誘電特性を温度の関数として求める際、多くは手動的に測定が行われているが、不連続な測定点を結んで特性曲線を描いているため、二次的な影響などは見落しがちである。したがって時間に対する温度変化率の大小で特性の異なるものや、温度変化に対し急激に特性が変化するものなどに対しては自動的に測定することが望ましい。

この報告はセラミック材料の物理現象を調べるため、時間と温度を変数にとり、自動的に連続して誘電率と $\tan \delta$ を測定する装置について述べてある。

この装置は第 1 図に示す構成を有し、零点探索のサーボシステムをもった容量ブリッジ (GR-716-C) で、回路は 1 kc と 10 kc の周波数で操作するよう作られている。ブリッジが不平衡であると誤差信号を生ずるが、この信号はブリッジの容量ダイヤルと $\tan \delta$ ダイヤルの不平衡の方向による符号で変化する 90° 位相の異なった 2 成分よりなっている。これら二つの成分



第 1 図



第 2 図

はそれぞれ基準信号と比較され、もとの平衡状態にもどるようサーボモータにより各ダイヤルを駆動する。サーボモータの軸には X, Y 記録計に各ダイヤルの位置に比例した電圧を与えるため、位置指示用電位差計が接続され、自動的に容量と $\tan \delta$ の変化を X, Y 記録計に記録する。第 2 図はバリウムチタネイトを時間あたり 25°C と 300°C の温度変化率で測定した実例である。(山本委員、山中英夫訳)

3.11. 食品冷蔵研究用の温度遠隔計測

R. H. Elsken: Temperature Telemetry Aids Frozen Food Study. [Electronics, Vol. 33, No. 33, Aug. 12, 1960, p. 129~131]

50 t パッチの冷蔵果物 (本例ではいちご) の温度分布の情報を得るために温度に敏感な送信機を各部に配置したものである。第 1 図にその外観をいちご缶と比較して示す。この場合次のことが要求される。(1) 送信機全体がいちごの場合では 10 oz 小売り容器以下である、(2) $-20 \sim +80^\circ\text{F}$ で動作する、(3) 送信機の発熱でケース内の四囲を混乱させない、(4) 送信機は 2 週間連続使用、(5) 受信距離は約 100 ft、(5) 単純で安価。

周波数は外部の相互干渉から比較的自由のことから $100 \sim 200$ kc の長放送波領域を選んでいる。

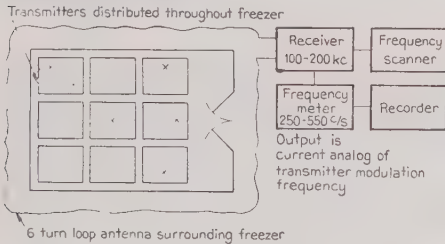
送信機 小形、低消費、低熱発生ということから全トランジスタ式とした。送信機は自己変調式で変調比が温度で定まる。変調比は $-20 \sim +80^\circ\text{F}$ に対応し

て 250~550 c/s である。2N 169 A を同調コレクタ発振器に使用してコレクタにベースが誘導結合されている。温度素子はガラスビード形のサーミスタ。電池は低温のため銀-亜鉛のアルカリ電池で -20°F で 1.8 V, 9 mA が 350 h で 1.5 V となる。2N 320 2 個を使った DC-DC 変換機 (効率 50%) で 16~18 V を得て



第 1 図

いる。2N 169 A が温度特性をもつのでサーミスタなどで安定化している。



第 2 図

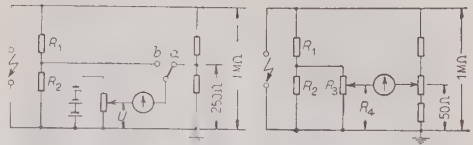
受信機 第 2 図に受信系統を示す。ループ形空中線が水平面に方向づけられ、送信機を含む面積を完全に包んでいる。100~200 kc 同調のスーパーヘテロダイン受信機を使用する。主同調ダイヤルは可逆電動機で自動的に連続して 200 kc/h の割合で全 100 kc 範囲を掃引する。各送信機からの情報は時間シーケンスに作られる。復調出力 (変調割合) は周波数計で示される。

12 局所, 75 time-temp., 6,000 transmitter 時の試験を経験した。3 局所のデータを示し動作能率まで明らかにしえた」と称している。(池田委員)

3.12. 高抵抗の精密測定法

Harald Helke: Genaues Verfahren zur Messung hochohmiger Widerstände bei hoher Gleichspannung. [Elektrotech. Z. (E. T. Z.) A. 81. Jahrg., Heft 15, 18. Juli, 1960, S. 532~534]

およそ 450 M Ω 程度までの高抵抗分圧器の抵抗値を直流高電圧を用いて、高い精度で測定することのできる簡単な方法について述べてある。従来、著名な方法として、第 1 図に示したような、補助蓄電池と補助分圧器とを有するもので、電圧比較によって抵抗値を算定するものがあるが、それには試験電源電圧の変動が全般的に測定精度に関係してくる。という本質的欠陥



第 1 図

第 2 図

があった。

さて、この小論文に述べてある方法は、被試験抵抗 R_1 , R_2 と補助分圧器 R_3 とを並列接続して、第 2 図のようにブリッジを組む、そして R_3 の全抵抗を変えて、2 回の平衡をとることにより R_1 , R_2 の値を算定しようとするものである。よって、この方法は電源電圧変動に無関係な零位法となつて、図のブリッジの右辺の抵抗の比を t としたとき、 t の精度が 0.005 % であつて

$$(t/2) R_4 / (R_3/2) \gg 1$$

なる条件がなりたつときは、試験電圧 75 kV で公称値の 0.01 % の測定精度を有するとのことである。試

第 1 表

補助分圧器の全抵抗		補助分圧器の部分抵抗		被試験抵抗	
1 回目 R_3 (M Ω)	2 回目 R_3' (M Ω)	1 回目 R_4 (Ω)	2 回目 R_4' (Ω)	R_1 (M Ω)	R_2 (M Ω)
0.3	0.1	43,890	29,274	439.32	0.30078

験データの一例として、電源電圧 30 kV, $(R_1+R_2)/R_2=1.461.6:1$ の場合が第 1 表のごとくである。

(池田委員, 山崎修快訳)

3.13. チェコスロバキヤにおける計器用変成器 15 年の進歩

Jan Hanns: 15 years of Development of Instrument Transformers in the Electrical Engineering Works "Julius Fučík" in Brno. [Elektrotechn. Obz., Vol. 49, No. 5, 1960, p. 227~235]

チェコスロバキヤのブルノにある Skoda 製作所の電気工場 (現在の Julius Fučík 国立会社の電機製作所) において、1945 年に 45 kV までの計器用変成器の製造を開始してから今日にいたるまでの高圧、超高圧における進歩の傾向を概観している。

磁器絶縁方式の CT の標準形シリーズの改造, 1,300 までの短絡強度階級用の巻線形および棒形 CT, 磁器絶縁の乾式二極 PT, 35 kV までの CT, PT に対するエポキシ絶縁に関して、その基本的性質を磁器および硬紙絶縁と比較して評価している。

1960 年における同工場の製造プログラムに計画されている CT, PT の新形シリーズの紹介がある。それは超高圧縦続接続 CT に対する予磁化をもった磁路



第 1 図



第 2 図

の設計, 100 kV ブッシングに取り付けられる CT, 110 kV, 220 kV 節油式 CT, 220 kV PD などである。

耐電流形 CT では 10, 22, 35 kV で $T_Z=340$,

660, 850, 1,000, 1,350 (最

大短絡電流 36 kA) がある。

誤差は 30 VA 1.0 級, 15 VA

0.5 級。第 1 図は巻線形 CT

で $T_Z=850$, 第 2 図は $T_Z=$

1,300, 75 A/5 A/5 A, 20 VA/

10 VA, 1/0.5 級である。

$T_Z=1,300$ のものは鉄心に μ

30,000 としたパーマロイ

を使用し, かつ補助三相電源

[3×380 V, 50 c/s] から第 3

調波電圧を得て予磁化を施

す。第 2 図の下段に電源部を

示す。第 3 図は 110 kV CT

の写真である。150-300-600

A/1 A/1 A, 30 VA/60 VA,

0.2/1.0 級, $n<5/n>10$ で 30

VA では 0.2 級という高精度を保証する点が注目されてよい。

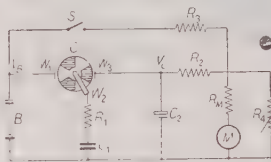
(池田委員)

3.14. 糸速度計

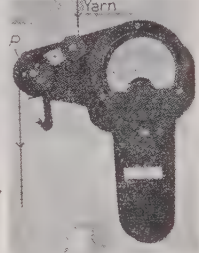
D. L. Munden & T. K. Morley: Yarn-Speed Meter—A Low-Torque Instrument for Measuring the Linear Speed of Low-Inertia Systems. [J. sci. Instrum., Vol. 37, No. 5, May, 1960, p. 157~159]

走行中の糸類の線形速度を測るように設計した小形携帯用低トルクの回転計の紹介である。現用されている回転計は軸や機械の回転速度を計器に指示させるために摩擦や電磁効果を用いている。その多くは大きな慣性をもった機械系や, または回転計を付加することによる影響に打ち勝ちうる容量の機械系の回転速度を測るように設計されている。移動するものが糸のような場合には糸の張力を増し, 速度に影響しひどいとき

には走っている糸を切断する。このような状態では回転計を動かすに必要なトルクが計器の精度を制限する第一の要素である。10 g の張力増は糸速度の 15% 変化となる。糸速度計としては走行糸におよぼす影響は 1% 内にとどめる必要がある。第 1 図は計器の原理図である。簡単なコンデンサの充放電スイッチング回路になっている。第 2 図は外観写真である。糸は軽いプラスチックプーリー P につながれ, P に接点ディスク C が取り付けられている。動作



第 1 図



第 2 図

は, W_1 が W_2 に接し, C_1 (0.0266 μ F) が水銀アマルガム電池 (27 V) で R_1 (100 Ω) を通して充電される。次いで接点が開き, C_1 は充電されたまま残る。 W_2 が W_3 に接すると, R_1 を通し C_2 (50 μ F) に放電する。接点が開くと C_2 は M (100 μ A), R_2 (2.2 k Ω), を通じて放電する。

$$i_M = C_1 V_B f \frac{R_1}{R_1 + R_M}$$

f : 1 s あたりの充放電数

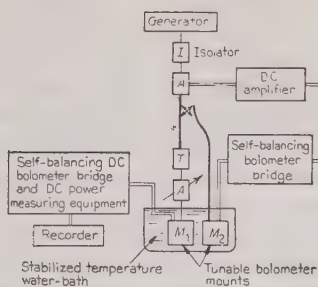
V_B のチェックには S , R_3 を使用する。

計器は 1,200 ft/min までの糸速度を R_1 を調整して $\pm 1\%$ の精度で補正される。(池田委員)

3.15. マイクロ波減衰量の高精度測定法

G.F.Engen & R.W.Beatty: Microwave Attenuation Measurements with Accuracies from 0.0001 to 0.06 Decibel-Over a Range of 0.01 to 50 Decibels. [J. Rech. Nat. Bur. Stand., Vol. 64 C, No. 2, April-June, 1960, p. 139~145]

いずれも NBS で開発したマイクロ波の安定化電力源と, 自動平衡直流ブリッジとを併用すると, 減衰量をいまだかつてない高度の分解能と安定度をもって測定できる。第 1 図は校正装置を示すもので, 試験しようとする減衰器は振幅安定マイクロ波電源とポロメータマウント M_1 の間に入れる。直流自動平衡電力計によりポロメータを 200 Ω に保つための直流バイアスを測定記録する。マウント M_2 は電源安定化用でこれら二つのマウントはこう温水そうに入れる。このようにして測定したときの安定度と再現性は 0.0001 dB 以内で, 3 h の記録でも最大変化は同じく ± 0.0001 dB 程度, 直流電力の最小変化の測定精度は 0.02 μ W 程



度である。減衰量 A は、減衰器を動かす前後の M_1 にはいるマイクロ波電力が P_1, P_2 であると、次のようになる。

$$A = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 10 \log_{10} \frac{W_0 - W_1}{W_0 - W_2}$$

W_0, W_1, W_2 はそれぞれ入力なし, 入力 P_1 , 入力 P_2 のときの各直流バイアス電力

直流電力差の測定および非整合による誤差は減衰量により異なるが、0.01 dB の測定で 0.0001 dB 以内、50 dB のとき 0.06 dB 以内と推定される。

回転形減衰器を 9.3897 kMc で 0.01~50 dB にわたり 20 dB ごとに区切って実測したが、計算で目盛りされたダイヤルときわめてよく一致した。

(池田委員，大森俊一訳)

3.16. 需給計量に関する測定の基礎

J. W. Skinner: The Measurement Basis of Electricity Supply Metering. (Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 107, Pt. A, No. 31, Feb., 1960, p. 75~84)

本文は三つの課題を取り扱っている。第1は、三相回路における電力、無効電力および全皮相電力の意義を明確にすること、第2は電気料金制度上これら諸量がいかにように適合するかということ、第3は實際上可能な対称回路と三相不平衡における理論誤差の解析で、対称座標法を使用している。

著者をもっとも原理的な単相の場合についても、無効電力という術語のあいまいなことを説明し、三相力率などの定義がいくつか考えられる理由をこれに求めている。いま単相負荷の電圧、電流を $v = \sqrt{2} V \sin(\omega t + \phi)$, $i = \sqrt{2} I \sin \omega t$ とすれば、電力 p は

$$p=vi=VI \cos \phi - VI \cos (2 \omega t + \phi) \dots\dots\dots (1)$$

である。(1)式を書きかえて

$$p = VI \cos \phi (1 - \cos 2\omega t) + VI \sin \phi \sin 2\omega t \quad \dots\dots\dots (2)$$

瞬時有効電力は i^2 と同相で、エネルギーを電源から負荷に向って一方的に流す。(2) 式第 1 項がそれである。第 2 項は、エネルギーを負荷に流したり電源に逆

送したりしてエネルギーの流れる方向は交番し、平均値は零で負荷に対して無効であることを示している。すなわち無効電力である。ところで、一方向エネルギーの項と交番エネルギーの項に別けるのに、(2)式がただ一つの可能な方法ではなく、たとえば次式でもよい。

$$p = VI \cos \phi [1 - \cos(2\omega t + \phi)] + VI (\cos \phi - 1) \cos(2\omega t + \phi) \dots\dots\dots (3)$$

このように基本的に考えた場合、物理的意義が一定しないことがわかる。三相回路においてこのことが表面化し、いろいろの定義が可能になってくるものと解釈している。

三相の全皮相電力として B.S. 205 には次の 3 とお
り規定されている。

- (a) ベクトル和 $= \sqrt{(P^2 + Q^2)}$, ここで, P : 有効電力の代数和, Q : 無効電力の代数和。
 (b) 算術和 線電流と星形電圧の積の和。
 (c) 等価銅損和 $= V_1 \sqrt{(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_0^2)}$

(b) 算術和 線電流と星形電圧の積の和。

(c) 等価銅損和 $= V \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_0^2}$

平衡時は同じ値であるが、不平衡時には大きさが (a), (b), (c) の順に大となる。料金制度上、(c) がもっとも理想的であるが、定義の明りょうなことで、測定の容易なことから考えると (a) がよい。両者を折衷したものが (b) である。また三相の有効電力および無効電力に対しては、各相の代数和が理想的であると説明されている。

需給計量に対しては、全電力、全無効電力、皮相電力のベクトル和の積分が料金制に適当で、特に最大需用表示器と組み合わせた場合に適当であることが指摘されている。

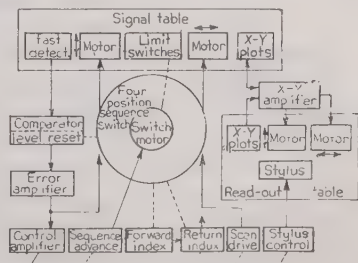
(池田委昌、楠井昭二訳)

(池田委員，楠井昭二訳)

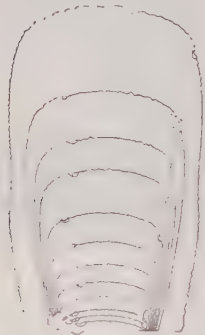
3.17. 一定信号の自動プロット装置

A. Cole: Automatic Constant Signal Plotter. [Rev. sci. Instrum., Vol. 31, No. 5, May, 1960, p. 539~543]

この計器は場所的強度分布（たとえばアイソトープの同量線とか同電位など）の二次元等高線を自動的に作図するものである。速応検出器は2個の可逆電動機（1個は掃引駆動用、他は誤差補償用）で動かされ



る。2個の電動機の役を順序づけて変更することで連続または不連続の等高線を完全に作図する。1%の記録精度を保証するように作られている。検出部を切り離しうようにするには、遠隔読み取り記録をすればよい。最大プロット速度は 36 in/min, また通常 10×25 cm 面積を 5 min で作図する。



第2図

第1図はこの装置の構成図である。信号卓と読み取り卓があり、開閉電動機、増幅器などで結ばれている。

本文には結線図や構造が詳細に述べてある。記録は 36 番ニクロム線の 1mm ループで熱感紙 (Thermoflex または Sanborn) を加熱して行う。信号卓の検出電動機は 23 rpm, Brown 製を使って速度は 3~36 in/min を得ている。

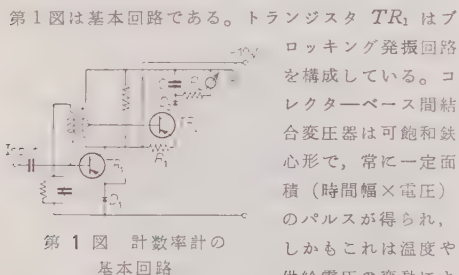
第2図はセシウム 137 治療源からの同量率のプロットである。16 cm SSD で 6×10 cm 円すい。(6 cm 掃引) 曲線は最大を 100% として 5, 10, 15, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 95% である。プロット時間約 6 min。

(池田委員)

3・18. トランジスタ式精密計数率計

G. Giannelli & V. Mandl: Transistorized Precision Ratemeter. [Rev. sci. Instrum., Vol. 31, No. 6, June, 1960, p. 623~625]

イタリアの Electronic Laboratory of Ispra において、核物理学の分野に必要な全トランジスタ式計数器の一部として開発されたものの紹介で、ガイガ計数器などに使用される。要するにパルス周波計で、時定数 2~10 s, 測定範囲 10~1,000 pulse/s 6 レンジ, 記録計出力電流 0~1 mA, 誤差 1% 以内である。最大許容温度は 55°C である。



第1図 計数率計の基本回路

第1図は基本回路である。トランジスタ TR_1 はブロッキング発振回路を構成している。コレクターベース間結合変圧器は可飽和鉄心形で、常に一定面積 (時間幅×電圧) のパルスが得られ、しかもこれは温度や供給電圧の変動による影響を受けない。トランジスタ TR_2 はブロッキング発振回路の出力電圧パルスを電流パルスに変換する。 R_1 によって正確に電流が設定される。精度を高

めるには、逆方向電流を小さく、かつ増幅率を充分高くしなければならない。またエミッターコレクタ間にも同時にパルスを印加し、パルスとパルスの間では必ず電流が零となるようにしてある。したがってまた静止状態では I_{e0} 電流も零であるから安定度が高い。しかしパルスとパルスの間では当然 TR_2 には逆電圧が加わり、これはコレクターベース間にとっては順向となるので容量 C を短絡することになる。そこでこれを防ぐためにダイオード D_2 がはいっている。

ブロッキング発振器のパルス幅は 100 μ s で、1,000 pulse/s まで入力パルス周波数に比例し、直線性は 0.2% よりよい。1,000 pulse/s 以上では、フリップフロップによって分周し、常に直線性の良好な 1,000 pulse/s 以下に変換してから測定する。

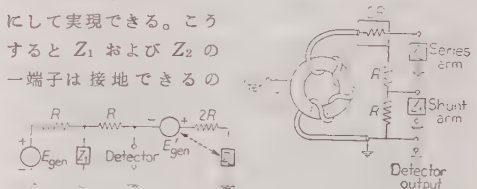
(池田委員, 楠井昭二訳)

3・19. 方形波インダクタンスブリッジの改良

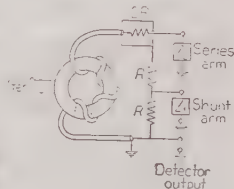
B. Howland: Improved Square Wave Inductance Bridge. [Rev. sci. Instrum., Vol. 31, No. 7, July, 1960, p. 763~768]

インダクタンスコイルをそのインダクタンス、等価直列および並列抵抗、および分布容量を表わす等価回路と比較し、これらの値を一挙に決めるため、交流ブリッジにおいて方形波を用いて測定する方法を述べる。

第1図の回路で、二つの起電力 E_{gen} および E_{gen}' が変成器の密結合する 1:1 の二つの巻線部によって作られるもので、相等しいとすると、検出器に信号の表われないための平衡条件は $Z_1 Z_2 = R^2$ となる。このブリッジは第2図のよう



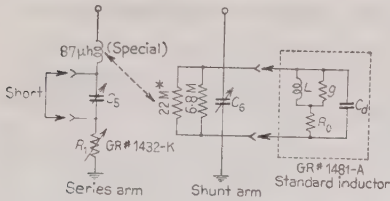
第1図



第2図

にして実現できる。こうすると Z_1 および Z_2 の一端子は接地できるの

で、シールドの問題が容易になる。実際は第3図のように並列辺 Z_1 として被測定インダクタ、ここでは試みに標準コンデンサを用意し、その考えられる等価定数を点線の中に示す。直列辺 Z_2 としては C_5 で代表される回路を用意しておく。まずインダクタを接続せずに、したがって C_5 を短絡して、その他の R_1 および C_5 のような付加インピーダンスを調整して、ブリッジ電源として方形波を用い、平衡検出には初めて波形を、最終的には計器を用いて実効値が最小になるように平衡をとり、次に被測定インダクタを接続して C_5 の短絡を除き、同様の方法で平衡をとると、平衡は急



第 3 図

速に得ることができて、インダクタンス値 L は C_5 の値により、等価コンダクタンス g は R_1 の変化で、分布容量 C_d は C_6 の変化で与えられ、このように等価回路の各部の値を、この場合次のように求めることができる。 $C_d = 19.5$ pF (自己共振周波数 1,090 kc より求めた値が 21 pF), $g = 28.5 \mu\Omega$ (250 kc における $Q = 23.5$ より算出した値が 27.5 $\mu\Omega$), また L に相当する C_5 の値は計算値 1,000 pF から 1% 以内の差であった。

方形波を用いる利点は、正弦波による測定ならば、周波数を変えて何度も測定を行って、計算でそれらの影響を分離しなければならないような等価回路中の各素子を一度の測定で決定することができることである。さらに残留不平衡によって、測定インダクタの特性が与えた等価回路の特性から異なっている程度がわかることも重要な特長で、これによってインダクタンスコイルの導線の表皮効果、大きなインダクタンスにおいて巻線に生ずる定在波、鉄心の磁わい振動などの副次的な現象を直接に知ることができるので、他法より著しく時間の節約となる。

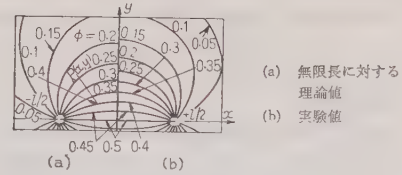
試作ブリッジは 0.1~350 kc の範囲で使えるが、変成器と回路を変えれば VHF まで使えるであろう。(池田委員, 菅野 允訳)

3.20. 磁性薄膜の高感度磁束測定

H. J. Oguey: Sensitive Flux Measurement of Thin Magnetic Films. [Rev. sci. Instrum., Vol. 31, No. 7, July, 1960, p. 701~709]

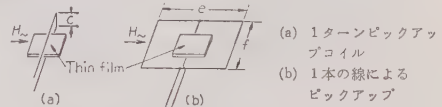
磁性薄膜の高感度ヒステリシスループトレーサの製作で問題となる二つの困難は、磁束の校正と雑音をできるだけ小さくすることである。ここではこれらの問題を検討し、その結果を利用した二つの方法について述べる。第1の方法はピックアップを1本の線で行うもので、薄膜近傍の磁束分布の測定や高温真空中の実験に適している。第2の方法はピックアップコイルを使用するもので、高感度で特に SN 比が大きくなるよう考慮がなされている。たとえば 10^{-3}mm^3 の体積の純鉄の飽和磁束に相当する 2×10^{12} Vs の磁束を測定するに充分な感度をもつ。

上に述べた困難は試料の寸法が小さいことに基因する。(厚さ百~数千 Å, 数面積は小さいもので 1mm^2



第 1 図 磁束分布

程度である) すなわち試料の体積が小さいので感度をあげなければならないこと、またピックアップコイル空けきの磁束の補償と磁束の一部が、コイル内で閉じるため、磁束の絶対値に対する校正が問題となる。このため、薄膜試料近傍の磁束分布の正確な知識が必要である。無限に長い薄膜の幅方向の磁化に対する試料近傍の磁束分布は計算で求めることができるが、ここでは第2図(b)のような1本の線によるピックアップによって実験的に求めた。理論値と実験値は薄膜からの距離があまり大きくないときは一致し、遠くでは試料の有限長の影響がでる。(第1図)この1本の線によるピックアップの方法は第1図(a)の場合の磁束の半分を検出していることにあたり、次の利点をもつ。薄膜近傍の磁束分布が測定でき、コイル空けきの磁束



第 2 図

の補償が不要であり、薄膜の一方の面があいておりいろいろの実験につごうがよい。非常に小さい磁束の測定にはピックアップコイルの熱雑音を考慮しなければならない。最適の SN 比はコイルの断面が第1図の $\phi = 0.5$ と $\phi = 0.2$ の間にあるときに得られる。コイルの巻数は SN 比に無関係であるが、コイルのインダクタンスと漂遊容量による共鳴周波数から制限される。

そのほかいろいろの障害電圧に対する対策や雑音を少なくするための増幅器の雑音指数、積分回路の選択、直流レベルの安定、ハム同調について詳しく検討されている。(山本委員)

3.21. 単軸磁気異方性の機械的模型

H. J. Oguey: Mechanical Model for Uniaxial Magnetic Anisotropy. [Rev. sci. Instrum., Vol. 31, No. 7, July, 1960, p. 710~711]

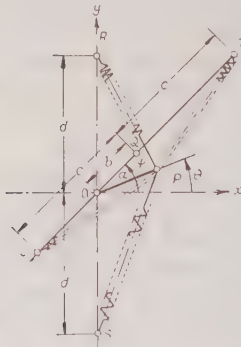
単一磁圧からなる均質な磁性薄膜では、磁化は膜面内にある磁化ベクトル M の回転によって表わされる。単軸異方性のある場合には膜の単位体積あたりのエネルギーは次式で示される。

$E = K \sin^2\theta - HM \cos(\psi - \theta) \dots\dots\dots (1)$

ここで、 K : 異方性定数、 θ : M と容易方向との間の角度、 ψ : 磁界 H と容易方向との間の角度

この式で、ある磁界の点で二つのエネルギー最小の安定点が存在するときには、この磁界で磁化の急激な逆転が起る。この過程が起るのをいろいろ条件をかえて簡単にみるために、ここで述べるような機械的な模型を作った。

この模型の骨子は磁界と異方性の磁化ベクトルにお



第 1 図 ばねによる機械的模型の原理図

よばす作用をばね (それぞれ TPU と RPS) の力でおきかえ、磁化ベクトルはクランク a で表わすようにする。(第 1 図参照) x 軸に対して角度 ψ をなし、大きさ F_2 の力がクランクの一端 P にかかっており、 x 軸とクランクの間の角度が θ となると、この系のエネルギーは

$E = \int_{\phi}^{\theta} aF_2 \sin(\psi - \theta) d\theta \dots\dots\dots (2)$

となる。また P 点に y 方向に次式で表わされる力 F_1 がかかっているとする。

$F_1 = -Ky \dots\dots\dots (3)$

この二つの力 F_1 、 F_2 が同時に作用しているときの系のエネルギーは

$F = \frac{1}{2}Ka^2\sin^2\theta + F_2a[1 - \cos(\psi - \theta)] \dots\dots (4)$

となる。(4) 式は磁化ベクトルのふるまいに対しては (1) 式と等価であることを示す。したがって F_1 は異方性、 F_2 は磁界による力を表わす。

この模型の実際の使用法は、第 1 図の磁界ばねの支持点 TU の方向を磁界の方向 (ψ) にし、 $OQ(b)$ を磁界の強さに相当する値に設定する。このときのクランクの角度 θ は磁化ベクトルの方向を示す。支点 O の TU 上の位置をかえることは磁界の変化に相当し、あるところで θ の跳躍すなわち磁化ベクトルの急激な逆転を観測することができることになる。

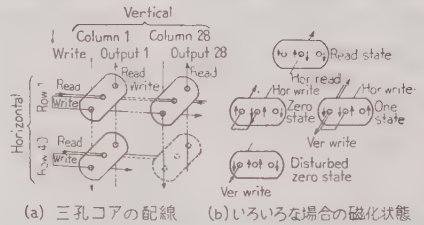
(山本委員)

× ×
× ×

4.22. 磁束一致法の記憶用三孔コア

H. F. Priebe, Jr.: Three-Hole Cores for Coincident-Flux Memory. [Electronics, Vol. 33, No. 31, July 29, 1960, p. 94~97]

複数の磁気回路をもつ記憶コアの磁束一致書込法は従来のトロイダルコアの電流一致書込法にくらべて、後者におけるような磁化および非磁化に対する臨界的な電流制約が無いために駆動電流の許容変動範囲が広く、かつそのために高速スイッチングも可能である。水平 40 行、垂直 28 列のマトリクス計 1,120 ビットの容量をもつ記憶装置を、3 個の穴を有するメモリアで試作した。書込み読取りはそれぞれ定められたシーケンスのタイムポジションで行われる。すなわち読取りは破壊式であるので、読み取られた情報をいったんレジスタに蓄積し、続く書込み時刻に再書込みを行う。この一周期をタイムスロットと呼んでいるが、その幅は 3.15 μ s である。そのうちの時間の配分は読取り約 1 μ s、情報の更新に約 1 μ s、書込みに約 1 μ s である。



第 1 図

三孔コアは図に示すように 3 個の穴に水平および垂直書込み線、読取り線および出力読出し線が通された構造のものである。“0” 情報を書込むときは水平書込み線にだけパルスを与え、“1” 情報を書込むときは水平と垂直両書込み線にパルスを与える。このとき垂直書込み線を共通とするほかのコアは、“1” 情報を記憶しているものは磁化のじょう乱を受けず、“0” 情報を記憶しているものは磁化のじょう乱を受ける。読取りの場合は読取り線にパルスを与えると、出力読出し線に記憶内容に応じて電圧が誘起される。このとき前の磁化状態に関せず一様な磁化状態に変わる。これら各場合における内部磁化状態を (b) 図に示している。

40 行のアドレスは 6 段の 2 進計数器で周期的に走査しているが、この代わりにレジスタを用いればランダムアクセスも可能である。アドレス走査、書込みおよび読取り駆動パルス増幅器、読取り出力検出および書込み増幅器はすべてトランジスタや、ダイオードで組まれている。書込み電流は水平垂直ともに最小 380 mA 必要である。読取りは立上がり 0.4 μ s、幅 1 μ s、320 mA の読取りパルスを加えたとき約 120 mV の出

力電圧が得られた。外界温度によって読取り出力電圧、スイッチ時間、駆動パルス電流などが影響されるが、これらの変動の模様をグラフで示している。読取り出力検出回路の“0”と“1”識別の閾値の設定は外界温度、電源電圧、回路定数、駆動パルスの変動およびコアのばらつきを考慮して決めなければならない。この記憶装置は外界温度 30~140°F、電源電圧変動 $\pm 20\%$ で正常に動作した。

(豊田委員, 伏見 功訳)

4.23. 一方向性固体メーザの設計

M. W. P. Strandberg: Unidirectional Paramagnetic Amplifier Design. [Proc. Inst. Radio Engrs, Vol. 48, No. 7, July, 1960, p. 1307 ~1320]

円偏波空洞共振器を用いた L バンド, X バンドの一方方向性固体メーザの設計について述べている。

増幅利得と帯域幅との関係は次のごとくである。

進行波形増幅器のとき $B = B_x \left(\frac{3}{G_{dB} - 3} \right)^{1/2}$

1 個の再生形増幅器のとき $\sqrt{G} B = \frac{2}{1/B_x + Q_{x0}/f_0}$

N 個の再生形をカスケードにつないだとき

$$G^{1/2N} B = (2^{1/N} - 1)^{1/2} B$$

ここで, B_x : 常磁性共鳴吸収線の幅, B_1 : 一つの再生形増幅器の利得 \times 帯域幅

これから, $N=1$ は 1 個の再生形の場合に, $N=\infty$ は進行波形の場合に対応することがグラフで示してある。これらの増幅器の間には, 周波数に対する調整のとり方に相違がある。

普通固体メーザに方向性を持たせるために, サークュレータが用いられるが, これの雑音指数が問題になる。サーキュレータのなかで, そう入損 0.1 dB あたり, 7.2°K の雑音温度が対応すると考えられるので, このような方式では特に雑音指数を減らせない。

そこで, 円偏波を用いる ことにより一方向性にする。TE_{11n} モードの円形空洞共振器の二つの縮退したモードの位相を 90° ずらすことにより, 円偏波を作る。入力を 3 dB, 90° の結合器で分けて, 空洞共振器のそれぞれのモードを励振させ, 反射波を 3 dB 結合器で結合させて取り出す。回路的には一方向性でないが, 円偏波の方向が空洞共振器の中で逆方向になるため, それぞれの増幅利得が異なり, 一方向性になる。

この際縮退が乱れることに対する注意が必要である。試料としてルビーを用いているが, この C 軸と, 空洞共振器の軸とが 5° ずれていても, 二つのモードには 100 Mc のずれが生ずる。また K バンドでポンピングしているが, このポンピングの結合穴に対して, Dummy coupling iris で打ち消すなどの注意が必要である。

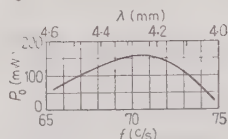
L バンドでは, 伝送線として同軸ケーブルを用い, 空洞共振器としては 1/4 波長のストリップラインを使用したものを二つ直角において用いているが, 実験が終っていない。X バンドの場合に, ルビーについて, 一方向性ができる限り大きくなり, 増幅利得が大きい条件が調べられている。約 31 kMc でポンピングし, 結晶方向が $\theta=20^\circ$ 付近がよいという結論を得ているが, 実際は 22~26 kMc で $\theta=45^\circ$ と 55° で実験している。増幅器の温度は 4°K 程度であるらしい結果が得られている。

(鳩山委員, 杉浦義一訳)

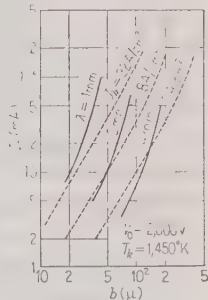
4.24. 2.5 mm および 4 mm 帯反射クライストロン

B. B. van Iperen: Reflex Klystrons for Wavelengths of 4 and 2.5 mm. [Philips tech. Rev., Vol. 21, No. 8, June 30, 1960, p. 221~228]

4 mm 帯反射クライストロン DX-151 については, すでに発表されているが, 本論文ではその主要部分の構造について述べている。各電極は 10 μ 以内の精度で正確に組み立てなければならないが, この困難な問題は管を封止した後にリペラと電子銃を軸と直角方向に動かさうる構造を用いて解決した。陰極には L カソードを用いているが, 電子流の形を正確にするために電子放出面を 1 μ 程度の平滑さに仕上げてある。第 1 図にこの管の出力と周波数の関係を示す。また電気的特性は次のとおりである。



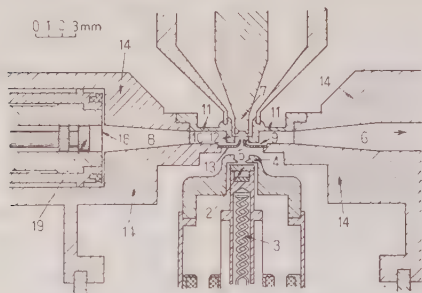
第 1 図



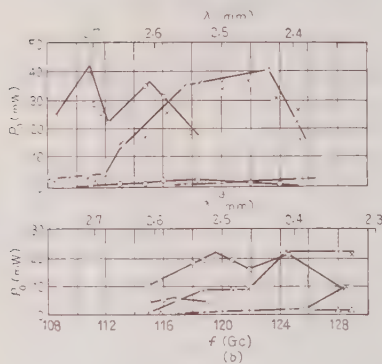
第 2 図

ビーム電圧 2,500 V, ビーム電流 15~17 mA, リペラ電圧 -150~-500 V, 電子同調範囲 約 100 Mc。

次にこの管から得られた結果をもとに, 同種の管で発生させうる波長の短縮の限界について理論的に検討を加えている。まず基礎理論から電極寸法を波長に比例して縮小したときに効率が 0 となる波長を求めた。DX-151 を縮小した場合, この値は 1.5 mm となる。実際には熱放散や絶縁耐圧, 陰極の電子放出密度などの点で制約を受けるので, 上記の値には到達できない。陰極の電流密度が指定値をこえることなく, 発振条件が満足されていることがこのような管の設計の本質である。第 2 図はビーム電圧 2,000 V, 陰極温度 1,450°K の場合の計算結果で, 実線は発振開始電流を波長をパラメータとし, 空洞の電子流通過用の穴の半



第 3 図



第 4 図

径 b について表わしたもので、破線は半径 b の穴を通しうる最大ビーム電流を陰極の電流密度 J_K をパラメータとして表わしたものである。これより、 $J_K=8 \text{ A/cm}^2$ のときの最短波長は 2 mm 、また $2b=100 \mu$ となる。

以上の理論的検討に基づいて 2.5 mm 帯の反射クライストロンの試作を行い、 40 mW の出力を得た。この管の電極主要部の断面は第 3 図に示すとおりである。第 4 図は周波数と出力の関係を種々の発振モードについて示したものである。この管のビーム電圧は $2,400 \sim 2,500 \text{ V}$ 、ビーム電流は $15 \sim 17 \text{ mA}$ 、リペラ電圧 $-50 \sim -500 \text{ V}$ となっている。

(池沢委員，藤井 合訳)

4-25. サイクロトロン周波数装置を用いたマイクロ波パラメトリック増幅、電力コントロールおよび周波数増倍

C. L. Cuccia: Parametric Amplification, Power Control, and Frequency Multiplication at Microwave Frequencies using Cyclotron-Frequency Devices. [R.C.A. Rev., Vol. 21, No. 2, June, 1960, p. 228~244]

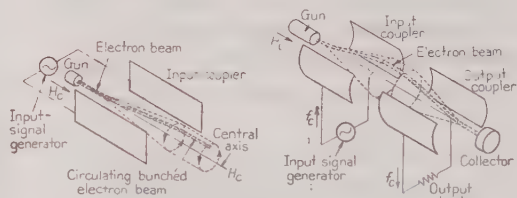
進行波管とは全く異なった原理に基づき、電界、磁

界の共存する場での電子群のふるまいを応用して、マイクロ波の増幅や周波数増倍を行う装置の原理と応用についての解説的論文である。

第 1 図は、その基本原理を示すもので、電子銃よりの電子線は、その軸と平行に加えられた磁界のもとで、平行電極の間をとり抜けるようになっている。平行電極は、磁界の強さを H_c とすると

$$H_c = f_c \frac{2\pi m}{e}$$

で表わされるサイクロトロン周波数 f_c の発振器に接続され、電極間の電界は f_c の周波数で交番する。このような状態では、電子は電極間を進むにつれて、だんだんと径の大きくなる螺旋を描いて進行するが、すべての電子は同じ位相で、中心軸の周囲を f_c で回転するので、ちょうどなわ飛びで回っているなわのように電子束が回転することとなる。また、その回転の半



第 1 図

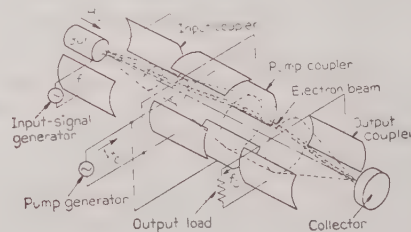
第 2 図

径は、電子束が電極より吸収する電力に比例する。このような電極は Input coupler と呼ばれる。

次に、第 2 図に示すように Input coupler の隣りに第 2 の電極を置き電極間を接続すれば、電子束が第 2 の電極の間を回転するとき、誘導により第 2 の電極には交番起電力が発生し、電子束はエネルギーを第 2 の電極に与えて回転の半径が小さくなる。この第 2 の電極は Output coupler といわれ、以上の原理により電力のコントロールが可能となる。

また、Output coupler の電極の数を Input coupler の電極の数の m 倍にすれば、Output coupler に得られる出力は、入力周波数 f_c の m 倍の周波数となるので、マイクロ波の周波数増倍が行われる。

次に、Input coupler と Output coupler との間に Input coupler の n 倍の数の第 3 の電極をそう入し、周波数 nf_c のポンプ電力を加えれば、電子束の回転



第 3 図

はさらに加速されて広がり、Output coupler に得られる電力は増大し、パラメトリック増幅が行われる。

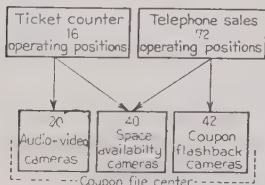
このような装置による増幅は雑音きがわめて少ないのが利点であり、実施の例は、 $H_0=200$ G, $f_0=560$ Mc で、利得 20 dB が得られ、雑音は 1.4 dB であった。(北村委員, 片岡照栄訳)

5.26. 乗車券予約用のダイヤルで 選択される ITV

J. W. Alinsky: Dial-Selected Industrial Television for Ticket Reservation Facilities.
[Commun. and Electronics, No. 48, May, 1960, p. 174~177]

ペンシルバニア鉄道は乗車券の発売および予約業務を能率よく処理する方法を研究していたが、世界でも最大の乗降客を有するニューヨーク駅用の装置を設計するにあたり、いくつかの方式の機能や価格を比較検討した結果、有線テレビジョンを採用することに決定した。

方式の構成図を第 1 図に示す。Ticket counter は予約された席の乗車券を直接発売し、Telephone position は電話による予約を行う。また予約センタには音声画像カメラ、空席用カメラ、返送用カメラの 3 種類がある。電話による予約の場合顧客はまず予約事務所を呼ぶ。そこの係員は空席用カメラに特有な番号をダイヤルし要求された日時の空席の有無を確かめる。それからさらに返送用センタをダイヤルで呼び所要の席をテレオートグラフで予約する。センタの係員は指定のクーポンを引き抜き返送用カメラの前におき、予約事務所のモニターテレビジョンに表示される。予約事務所の係員はこの結果を確認した後に顧客に通知する。顧客はその後乗車券発売所に行って乗車券を受取る。次に乗車券を直接発売する場合、顧客は乗車券発売所にきてある席を要求する。発売所の係員はダイヤルで空席用カメラに接続して空席の否かを確かめた後、再びダ



第 1 図 方式系統図

顧客に見せるために用いる。この席は複写電送で発売事務所に送られる。

現在までの予約業務の実績からモニターテレビジョン、テレオートグラフおよびダイヤルによる選択装置を有する予約事務所が 72 箇所、マイクロホン、スピーカ、モニターテレビジョンを有する乗車券発売所が

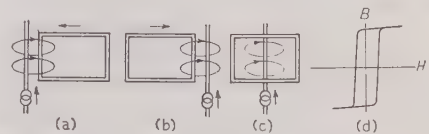
16 箇所設けられた。空席用テレビジョンカメラは 40、返送用カメラは 42、音声画像系用カメラは 20 設置された。テレビジョンカメラの水平解像力は 400 本以上、モニターテレビジョンは 14 in で映像増幅器の帯域幅は 8 Mc, 0.3~0.5 V_{p-p} の映像信号で解像力およびコントラストの高い画像が得られる。この装置の配線全長は 60 mile, (同軸ケーブルを含む) 3,000 個の真空管と 3,500 個以上の継電器、10 万個以上の接続点を有するが信頼度は期待以上に満足すべきもので、100 台のカメラと 100 台のモニタを 1 年間動作させたときの故障で修理に要した時間の総計は、カメラに対して 33 h 以下、モニタに対して約 110 h であった。

(豊田委員, 二宮昭一訳)

5.27. 強磁性薄膜からの電氣的読出し法

S. Feinstein & H.J. Weber: Electrical Readout From Thin Ferromagnetic Films.
[Electronics, Vol. 33, No. 31, July 29, 1960, p.100~102]

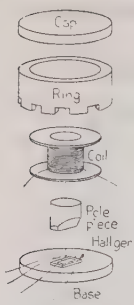
この論文は、強磁性薄膜からの電氣的読出し法として不安定結合による方法を述べている。第 1 図 (a) において交流電流源が無限長駆動ワイヤに加えられると磁束が生じ、その密度は距離に反比例する。もし読出しループがワイヤの右側であれば、誘導電流は図に示すようになり、第 1 図 (b) のように左側であれば第 1 図 (a) と反対位相の誘導電流を生ずる。読出しループをこれらの中間に置けば、誘導電流は打ち消し合って実効的に零となる。第 1 図 (c) はこの状態を示している。駆動ワイヤが有限のループをなしている場合には少々複雑になり、実効的に零となる範囲が狭くなるのみで、他は同様である。



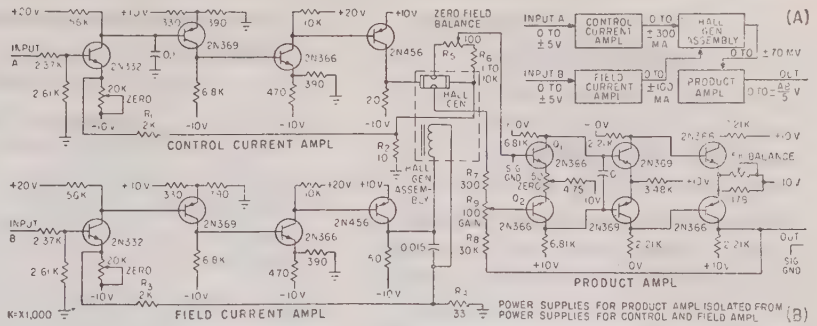
- (a) 読出しループが導体の右側にある場合の誘導電流
- (b) 読出しループが導体の左側にある場合
- (c) 不安定結合状態のため誘導電流のない場合
- (d) 強磁性薄膜の典型的ヒステリシスループ

第 1 図

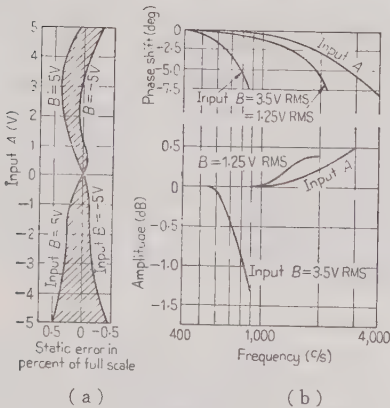
この第 1 図 (c) の状態が不安定結合の状態である。この不安定結合を保つには書込みサイクルの間、読出しループの周囲の媒質の透磁率が一定でなければならない。方形ヒステリシスループの材料を駆動ワイヤと読出しループの間に置き、駆動ワイヤに単極性パルスを加えると材料は磁氣的に飽和し一定の透磁率を示す。この場合は不安定平衡を保ちうる。駆動パルスを反転して加えると残留磁化が反転し、そのスイッチング中に材料の透磁率が急変する。第 1 図 (d) は磁



第 1 図



第 2 区



第 3 図

グをとる。 R_8/R_9 は 100 ぐらいで、 R_9 で調節する。 R_5 と R_6 で、H. G. の平衡をとる。

第3図 (a) に加えて、d-c ヒステリシスエラ最大 0.5%，ゼロドリフト 0.5% 以下，温度係数なしで温度係数 0.1% 以下が加わる。(b) 図に位相ずれと振幅曲線を示す。入力 B は d-c 信号にして、 A の周波数を変えて測定した。負荷電流フィードバックで入力 B と I_B の比例関係は保たれる。入力信号が大きくなればなるほど，出力電流は大きくなり，低い周波数で振幅が小になる。3.5 Vrms では 600 c/s のところで，より小さい信号ではこの周波数は大きくなる。

(鳩山委員，安藤桂一訳)

6・30. ヨーロッパとアメリカに おける発電機巻線の新しい 絶縁材料と絶縁方式

Wilhelm Oburger: Neue Isolierstoffe und Isolierverfahren für Wicklungen von Großgeneratoren in Europa und in den USA. (Elektrotech. Z. (E.T.Z.)-A, 81. Jahrg., Heft 15, 18. Juli, 1960, S. 517~521)

高電圧発電機巻線の絶縁材料には古くからマイカ片

が用いられてきたが、第二次世界大戦中にフランスでマイカを熱処理と化学処理して剝離させたマイカ紙が発明された。これをヨーロッパでは Samina と呼び、アメリカでは Isomica または Micamat と呼んでいる。

この特長としては、マイカ紙として非常に寸法の大
きいものを作ることができるのと、絶縁した際に厚さ
方向に均一なものが製作可能であり、また、マイカは
くが小さくて薄く絶縁工作上樹脂の注入が容易なこと
で、このために最近の絶縁物は Samica が大量に用い
られてきた。

しかし、この絶縁物を接着する樹脂が良質のものでないと絶縁層としての効果がなくなるので、この接着剤として選ばれたものに不飽和ポリエステル・エポキシ樹脂がある。これらは従来のシェラック、アスファルトと比較して巻線最高許容温度より 20~30°C 高い温度まで $\tan \delta$ が小さく、接着力が大きく、弾性もあり、貯蔵期間が長い点がすぐれている。ヨーロッパではエポキシ樹脂が多く用いられ、アメリカではポリエステル樹脂が多いが両者とも主絶縁に Samica とガラス布を用いていることに差は無い。絶縁方式はヨーロッパはみぞ絶縁と巻線端絶縁とを分離して絶縁する方式をとおり、アメリカでは全部連続して絶縁する方式をとっているのが多い。

新しい絶縁方式にはスイスの Orlitsa-isolierung, (Samica と紙とエポキシ樹脂) フランスの Isotenax (Samica とガラス布とエポキシ, ポリエステル樹脂) ドイツのエポキシ絶縁, アメリカの Micapal, (Samica とガラス布とエポキシ・ポリエステル樹脂) 日本の 35 MVA 11 kV 機に使用したマイカ無しコイル (ガラス布とエポキシ樹脂) などがある。

しかしこれらの新種絶縁物と新絶縁方式の採用のうちにあつて、占くから行われているシェラック、アスファルトを用いた絶縁方式が今日もなお採用されていることは注意すべきことであるといっている。

(清水委司)

6.31. ドイツにおける同期発電機の 通信線誘導妨害係数

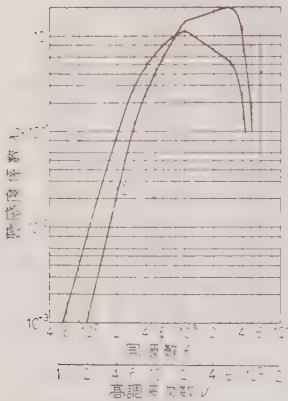
Josef Tittel: Fernsprech-Oberschwingungsfaktoren bei Drehstromgeneratoren in deutschen Netzen. [Elektrotech. Z.(E.T.Z.)-A, 81. Jahrg., Heft 15, 18. Juli, 1960, S. 525~527]

同期発電機の端子電圧中に含まれる高調波電圧によって生ずる通信線誘導妨害係数 (T.H.F.) を IEC が取り上げたので、ドイツの系統にはいっている発電機を測定して IEC の T.H.F. を数値的に検討してみた。T.H.F. は次式で与えられる。ただし λ は第 1 図のように与えられる。

$$\text{T.H.F.} = \frac{100}{U} \sqrt{(E_1 \lambda_1)^2 + (E_2 \lambda_2)^2 + \dots + (E_n \lambda_n)^2}$$

したがって T.H.F. を小さくするには分数スロット巻、固定子または回転子のスキューを行い、スロット

高調波を少なくするのはもちろん大切であるが、大形の内部冷却タービン発電機では、特にスロット数が少ないので分数スロットで設計する考慮が必要である。ドイツにおける運転中の水車発電機の実測例は第 1 表に示したようである。これからわかるように、IEC の T.H.F. 値に対して不合格であった



第 1 図

のは No. 3 発電機だけで、本機は $q=3$, スキュー無し の古いものであって、最近のものでは全部低い値を示している。またタービン発電機で 64 MVA のものを測定してみた結果 0.098 % (第 1 図曲線 1) 0.071 % (曲線 2) が得られ、低い値を示している。

第 1 表

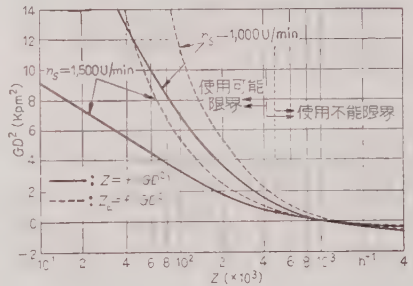
No.	定格出力 (MVA)	定格 回転数 (rpm)	系 統	T.H.F.(第 1 図より)	
				曲線 1 (%)	曲線 2 (%)
1	3	90	Rhein-Main-	0.156	0.155
2	"	"	Donau AG	0.158	0.156
3	4	68		1.93	2.02
4	35	62.5	Jochenstein-AG	0.305	0.288
5	"	333		0.307	0.267
6	"	"	OBAG	0.134	0.077

(清水委員)

6.32. 極数変換形交流起重機電動機の 容量、使用ひん度数、慣性モーメント および温度上昇間の関係

W. Dörr: Zusammenhänge zwischen Leistung, Schaltheufigkeit, Schwungmassen und Erwärmung bei polumschaltbaren Drehstrom-Aufzugsmotoren. [Elektrotech. Z.(E.T.Z.)-A, 81. Jahrg., Heft 15, 18. Juli, 1960, S. 535~540]

最近、起重機などに極数変換ご形電動機が用いられるが、この電動機は起動ひん度数が多いと、温度上昇や、その使用ひん度、負荷 GD^2 などに対する使用限界につき定まった方式が定められていない。筆者はこの種の電動機の使用状態に対して、その回転子銅損、固定子銅損、加速時間および制動時間、全運転損、冷却について、極数比、負荷時間率、負荷 GD^2 、使用ひん度数に関する一般式をこの文献で発表した。この一般式を用いて、たとえば、連続負荷したとき 2,500 W の損失が発生し、極数比が 6、負荷時間率が 40 % ED の電動機について無負荷の投入ひん度数 Z 、および 75 % 負荷の投入ひん度数 Z_L と負荷 GD^2 との関係の求めると、第 1 図のような結果が得られる。



第 1 図 回転部 GD^2 と負荷時および
無負荷時の投入ひん度数との関係

また、この計算を行うことにより、実際には負荷をつけて投入ひん度数に対する温度上昇試験を行うことのできない電動機に対して、工場で試験の際無負荷で起動、停止をくり返す反覆試験を行うことにより、負荷があるときの反覆定格の温度上昇値を推定することが可能となった。(清水委員, 子安英次訳)

6.33. 半導体整流器の特性と保護

D.B. Corby and N.L. Potter: The Characteristics and Protection of Semiconductor Rectifiers. [Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 107, Pt. A, No. 33, June, 1960, p. 255~272]

Si または Ge 整流器は、過電圧や過電流により破壊しやすいので、保護が完全に行われて、初めてそのす

ぐれた特長を生かすことができる。保護を行うにあたって必要なことからは、

(a) 素子に適当な寿命を与える過電圧および過電流定格を設けること。

(b) 装置から発生するサージ電圧および電流を制限すること。

(c) 累積的な破壊を防止するため、素子の破壊を検出し、これを切り離す装置を設けること。

(d) 出力端の不必要なシャ断をさけるように、各種保護装置を協調させること。

などであるが、本論文は、素子の特性や定常および過渡状態の現象を詳しく調べて、もっとも合理的な保護を行う方式について述べたものである。

素子の破壊のような内部故障に対する保護や、出力端の短絡故障に対する保護には、シャ断容量の大きなヒューズを用いる。ヒューズの選定基準は、ヒューズの溶断エネルギーと、衝撃電流による素子の正方向損の関係から決められる。素子の直並列接続において、どこにヒューズを入れるともっとも効果的かについても検討している。また、ヒューズによる保護は、最後の手段であって、一定値以下の過電流に対しては、動作させないのが普通である。機器の異常過負荷などの

をあげている。

最後に、本論文に対する各方面の意見およびそれに対する著者の回答が記されている。

(井手委員、中里 敬訳)

6-34. 可逆圧延設備への水銀整流器の適用

M. B. Antrim: The Application of the Mercury Arc Rectifier to Large Reversing Mill Drives. [Iron and Steel Engineer, Aug., 1960, p. 71~80]

1959年4月1日アメリカの Lukens Steel 会社では 140 in, 5,000 HP 2台電動機、すなわち 10,000 HP ツインドライブのスラビングミルが密封形イグナイ トロンによって運転を開始した。アメリカではこの試みは最初であり、電気機器の購入価額からすれば MG 装置より水銀整流器のほうが高価である社会状況下にあつて、しかも逆並列接続の2組の水銀整流器による駆動方式をなぜ採用したかの基本的内容をすえ付け、配線保守費、建設費などのあらゆる観点から経済的比較を行っている。まず MG 装置と水銀整流器による駆動方式についての建屋、駆動電動機との配置、すえ付け配線などの基礎の問題について論じ、この比較は水銀整流器のほうが MG にくらべて 40% で建設し

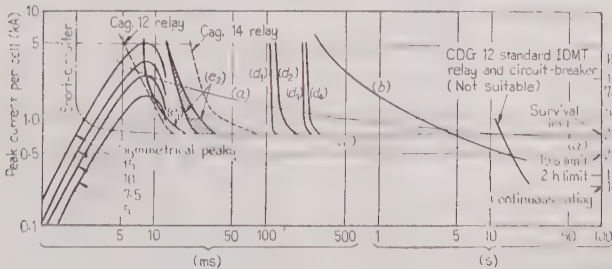
うることを示している。

保守費としては 15 個年を考へて MG 装置では 3,876 ドル/年、水銀整流器では 12,000 ドル/年とし、さらに整流器冷却水の費用を 2,000 ドル/年を見込んでいる。使用電力量を勘案すると、水銀整流器のほうが 16,000 ドル~62,500 ドル/年を節約

できる可能性があるといなされる。今日までの運転経験では良好であつて基本的困難はなにもないとして述べている。上記の Antrim の Lukens Steel 会社の比較検討内容に対して電気機器製作会社の関係技師の討論が記述されている。そのうちで特記すべき事項をひろつてみると。

(1) 在来の経済比較では 10,000 HP の可逆圧延設備でははずみ車付 MG を 100% とすれば同期 MG は 93%、水銀整流器は 105% としていたが上記のような要素を勘案すると新局面が展開したこと。(2) 密封形単極整流器の平均寿命を 10 個年とみて 4,800 ドル/年を計上している。(3) ドイツでやっているようなフィールド切り換え、そのほかの方式を採用しなかったのは、経験的な要素としての運行速度の課題である。と結んでいる。

(山田委員、加藤彦彦訳)



第 1 図

外部故障の保護は、交流側および直流側のシャ断器、ヒューズ、短絡器などの保護特性の協調を充分に考慮して行わなければならない。第 1 図はそのような過電流保護方式の特性の協調を示すものである。

Hole-storage による電圧、変圧器の開閉サージや負荷の開閉時に生ずる過電圧、雷サージなどの異常電圧は、それぞれ交流入力側の小容量の C、入力側または出力側の RC 回路、避雷器により減衰させられる。

三相ブリッジ出力端に用いる RC 回路の定数として

$$R \rightarrow \frac{R_d}{p} \times 0.4 (K^2 - 1)^{1/2}$$

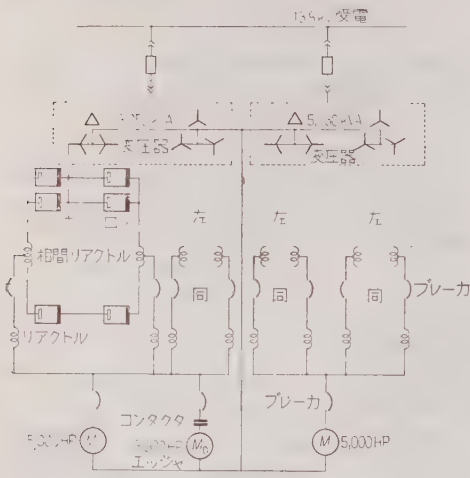
$$C = \frac{2L}{(K^2 - 1)} \left(\frac{pI_d}{V_d} \right)^2$$

ただし、 R_d : 等価負荷抵抗、 L : 変圧器漏れインダクタンス、 p : 部分負荷率 (Fractional load) K : 定常電圧と許容過電圧との比、 I_d : 直流出力電流、 V_d : 直流出力電圧

6-35. プレートミル駆動用水銀 整流器の電気的特性

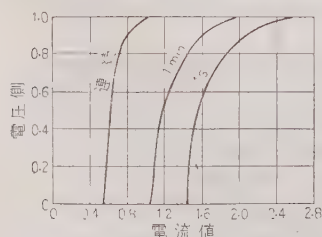
C. E. Rettig & J. E. Peebles: Performance Characteristics of a Rectifier Powered Plate Mill. [Iron and Steel Engineer, Aug., 1960, p. 81~90]

本文は Lukens Steel 会社の 10,000 HP ツインドライブ方式のプレートミル用電気品の特性の紹介である。5,000 HP 2台, 40/80 rpm 750 V 直流の 2 台の電動機にエッジアとして 3,000 HP の 750 V 直流の電動機が第 1 図のように接続され, 2,000 kW 2 組の整流器より 帰電される。5,030 kVA 2 組の変圧器で



第 1 図 主回路結線

13.8 kV 受電, 一次は三角形および星形組合せ 12 相, 二次は二重星形である。各 2,000 kW 整流器は 24 本のイグナイトロン整流器よりなっている。過負荷保護として電機子回路に開閉器を入れている。逆並列接続そのほかの主回路方式の比較, 保護方式一般, ことに力率の問題でこれが改善方法がこのプレート



700 V 直流定格における電流定格値

第 2 図 電圧を低下させたときの
ピーク負荷電流値を示す

後にアメリカでの可逆圧延装置に水銀整流器が将来と

も使用されるかという点に関して筆者は使用されるという答を出している。(山田委員, 加藤又彦訳)

6-36. MHD 発電機

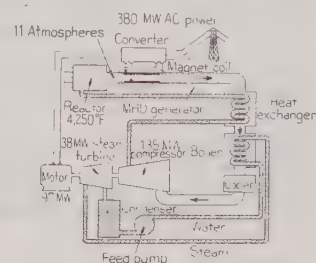
S. Way: Magnetohydrodynamic Generators, Power from High-Temperature Gas. [Westinghouse Engr, Vol 20, No. 4, July, 1960, p. 105~107]

MHD 発電機 [MHD は Magnetohydrodynamics (電磁流体力学) の略] の原理は, 単極発電機の回転導体を高温のプラズマで置き換えたものである。すなわち適当なプラズマ発生装置から噴出されるプラズマ流に横方向から磁界を加えると, これと直角方向に流速と磁束密度の積に比例した誘起電圧を生ずるので, これを一对の電極により取り出せば直流発電機として動作する。

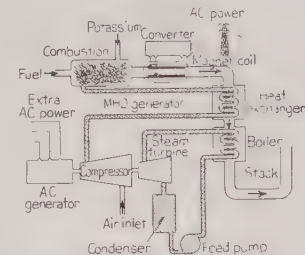
これに使用されるプラズマは導電率が高いこと, すなわち電離度が高いことが要求される。プラズマの温度を上げれば電離度は増すが, 電極とかそのほかプラズマに接触する部分の材料の問題があり, あまり高温にできない。アルカリ金属たとえばセシウム, カリウムのごく少量 (2% 程度) をガスに混入し

てやると 4,000~5,000°F 程度の比較的低い温度でよい電離度が得られる。

MHD 発電機を使用した大電力発電所の計画図を第 1 図および第 2 図に示した。MHD 発電機を通った高温ガスで従来のタービン発電機を運転して発電効率を上げている。発電所の総合効率は約 60% と推定され, 従来の方式の 40~42% よりはるかに高い。第 1 図の開路系統 (出力 380 MW) ではヘリウムのような不活性ガスにセシウムを添加したものが使用され, プラズマは高温原子炉によって作られる。この計画では MHD 発電機の直流出力は変換機により交流電力に変換するようになっているが, 直接に交流を発電する MHD 発電機の研究が現在行われている。高温原子炉および熱交換機の開発も今後に残された重要な問題である。本図の発電機は長さ 50~60 ft で, 約 4,000



第 1 図



第 2 図

で運転される。第2図の開路系統では燃焼によって高温プラズマが作られる。セシウムは高価なので、カリウムが電離促進材として使用される。

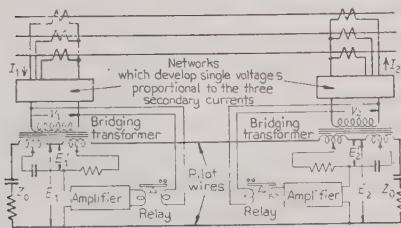
MHD 発電機を実用化するには、耐熱性が高く、化学的にも安定な材料の開発などのいろいろな面についての研究が行わなければならない。すでにいくつかの小形発電機が造られ、実験が行われている。その一つに出力 9 kW 4 min 連続のものがある。これはジーゼル油と酸素を燃料とし、カリウム石鹼が電離促進材として混入されており、磁束密度は 14,000 G にとられている。(中野委員, 林 泉訳)

7.37. 送電線の表示線保護

J. H. Neher: Pilot-Wire Protection of Transmission Lines. [Elect. Engng, Vol, 79, No. 8, Aug., 1960, p. 637]

表示線保護方式は、一種の差動継電方式であり、表示線は送電線両端の CT 差動回路の一部となる。したがって表示線の特性は保護特性に大きく影響する。表示線は分布線間容量と直列抵抗とをもち、これらの値が大きくなると、好ましくない減衰と移相とを生ずる。このために、系統はある条件のもとでは正確な動作を妨げられることとなる。

以下に述べる方式では、表示線は各端子から相手端へ相互に信号を送ることにだけ用いられ、差動回路は各端子ごとに構成される。これによって、信号の減衰と移相に関する限り、表示線の電気的特性をばくして補償することができる。



第 1 図 通常の比率差動継電器にブリッジ変圧器方式を適用した基本的表示線回路

第1図に原理図を示す。電圧 V_1 は三相電流から作られた単相電圧で、各種故障時に確実な出力が得られるよう考慮されている。 V_2 も同様な単相電圧で他の端子で作られたものである。

図示の表示線回路は、各端子で表示線の特性インピーダンス Z_0 で終端されている。電圧 V_1 と V_2 は中間タップ付の二次巻線をもつ 1:2 のブリッジ変圧器を通して表示線に印加される。

電圧 $2V_1$ は両側に Z_0 のインピーダンスを見ることがとなり、 E_1 で示した点には電圧を生じない。しか

し、 E_2 で示される相手端の相当点には、次式で示される電圧を生ずる。

$$E_2 = \frac{V_1}{\cosh \theta + \left(1 + \frac{Z_0}{Z_s}\right) \sinh \theta} = \frac{V_1}{A} \text{ (V)} \dots (1)$$

ここで、 θ は双曲線位相角で表示線長さに比例する。 Z_s は E_2 のところにはいる。測定に必要なインピーダンスであり、高い値でなければならない。

差動回路は各端子で形成される。 E_2 端子では、次式のような関係にある電圧 E_2' が RC 回路から得られる。

$$E_2' = -V_2/A \text{ (V)} \dots (2)$$

E_2 と E_2' の和は差動効果を示し、比率差動継電器の動作コイルを駆動する適当な増幅器に加えられる。抑制コイルには電圧 V_2 が加えられる。

以上が基本回路であるが、適当に変形させることにより、既設の表示線継電装置にも、また三端子送電系統の保護にも適用することができるものである。

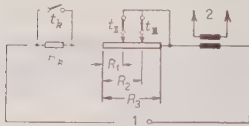
(井手委員, 小林 進訳)

7.38. 中圧の輪状および網状系統における高速度再閉路

Herbert Jüttemann: Kurzunterbrechung in Mittelspannungs-Ring- und Maschennetzen. [Elektrotech. Z.(E.T.Z.)-B, 12. Jahrg., Heft 14, 11. Juli, 1960, S. 340~343]

この 10 年間に 10~30 kV 中圧架空線系統において、高速度再閉路が広く行われ、再閉路装置を設けた区間では、再閉路を行わなかったとすれば需用家にとって大きい事故になったであろう事故の総数の 70% を救うことに成功した。放射状系統では 1 台のしゃ断器で再閉路をやらせればよいから、その制御装置は簡単であるが、輪状および網状の系統では普通 2 台のしゃ断器が再閉路動作を行うので、次のような注意が必要である。すなわち、無電圧時間は故障アークが消えて、再投入時に再発弧しない程度に長くなければならないが、この値は 10~30 kV 系統では最小 200 ms である。したがって両側しゃ断器はおおの特性が異なっている、その区間の無電圧時間が 200 ms になるように、故障発生よりしゃ断器開極までの遅延時間およびアーク時間、投入時の先行アーク時間を考慮しなければならない。投入時の先行アーク時間の基準値としてそれぞれ 20 ms, 30 ms が考えられるが、正確な値は実系統により求めなければわからない。しかしこれはしばしば困難なので、系統試験を行う代わりに安全をみて余裕時間を追加し、遅れて開極するほうのしゃ断器の開極点より、早く閉極するほうのしゃ断器の開極点までの時間として 280 ms が考えられる。一つの地点からだけ給電される輪状および網状系統では 330 ms まで許容できる。

輪状および網状系統の保護にはもっとも多くの場合、距離継電器が使用される。一般に距離継電器の第一段階の保護区間は隣接電力所までの 90% であるが、残りの 10% をも保護するために、測定の精度を考慮して 120% まで延長される。これは第 1 図の電圧回路に R_k を付加することにより達せられる。しゃ断器の再閉路時に t_k の接点を閉じて R_k がきかないようにし、再閉路不成功のときは 90% で動作させるようにする。 R_k の入れ方には第 1 図のように直列



第 1 図

にする場合と、 $t_{II} \sim t_{III}$ の間、すなわち $(R_2 - R_1)$ に R_k を並列に入れる場合とがある。

このような保護方式に対し、いかなる

区間の故障に対しても再閉路が行えるようにすれば、故障点にもっとも近い保護装置が故障の場合にも、切り離された区間は短時間無電圧になるだけであり、個々の継電器も少なくともすむという利点がある。

本文にはさらに再閉路継電器の動作、およびその表示について簡単な記述がある。

再閉路継電器に必要な補助の直流電源がない場合は、母線側に接続された PT によりコンデンサを充電し、しゃ断器は CT の電流でトリップさせる。投入時には系統の回復電圧が使用できる。

再閉路を経済的に実施するために、まず継電器に対しては、ZVEI-VDEW の共同委員会においてなされた継電器端子の配列および機能の統一に関する決定にしたがって、1956 年以来製作されてきた高速度再閉路継電器を使用する代わりに、使用範囲は制限されるが簡易にして廉価な、そして事故率の少ない継電器が使用される。また再閉路用しゃ断器は一般のしゃ断器より高価であるため、特に重要な所にだけ使用することとし、需用家のない区間の終端点では再閉路しゃ断器は省略するとか、需用家につながる区間が多い場合は、全区間を一括して再閉路を行うようにすれば、経済的解決が得られる。（清水委員，西条喜一訳）

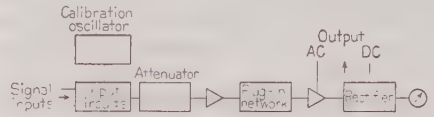
10-38. 新しい雑音測定器

W. T. Cochran: A New Noise-Measuring Set. [Bell Lab. Record, Vol. 38, No. 6, June, 1960, p. 227~230]

雑音測定の方法、および今まで使用されていた雑音測定器について簡単に述べ、新しい 3A 形雑音測定器の性能、構成、操作について書いてある。

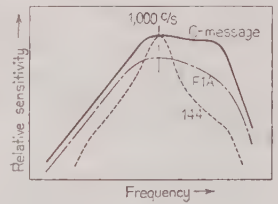
1935 年に BTL で作られた 2A 形は“144”と呼ばれる周波数特性を持っていた。これは 302 形電話機のためのものであった。その後 2A 形は“FIA”と呼ばれる周波数特性を持つ 2B 形に変えられた。最

近は 500 形電話機が普及され、新しい“C-message”と呼ばれる周波数特性が現われた。そこで新しい 3A 形と呼ばれるセットが作られた。このセットは完全にトランジスタ化され、2B 形にくらべ非常に小形軽量である。しかし操作の簡単さ融通性、外観、価格も重要な要素であるので 2 とおりの形を作って実地試験をした。3A 形は 2 個の回転スイッチを持つ、その一つは電池のチェックおよび 4 種類のインピーダンスを切



第 1 図 3A 形雑音測定器の構成図

り換える。他のスイッチは雑音の振幅測定に用いられる。3A 形の周波数特性はプラグイン回路網によって変えることができる。2A 形の測定単位は dB_{rn} (dB above a reference noise) と呼ばれた。2B 形においては FIA に変わったため、同じ値が得られないので、比較雑音を調整して同じ結果を与えるようにし dB_a (dB adjusted) で表わした。C-message に対しては比較雑音を変えて“dB_{rn}-C-message”で表わす。今日セットには 2 種類の回路網を持った二つのプラグイン回路を付ける予定である。その一つは放送回線用である。3A 形の増幅器は約 32~120°F の範囲にわたって使用できる。また実験的に人間の耳は 1/5 s 以上定振幅で継続しない音



第 2 図 雑音測定に用いられている周波数特性

は評価しないといわれている。よってセットは 1/5 s 以下の雑音には指示が小さくなるようにしてある。3A 形は交流および直流の出力が取り出せるためにその用途は広い。たとえば普通の増幅器として使用できるし、直流出力よりペン記録器を動作させることができる。そのほか電話局においていろいろの用途に用いることが可能である。（豊田委員，中村俊彦訳）

10-40. 海底ケーブル用 16 チャンル多重端局

R. S. Tucker: Sixteen-Channel Banks for Submarine Cables. [Bell Lab. Record, Vol. 38, No. 7, July, 1960, p. 248~252]

特殊な二重変調方式によって、各音声チャンネルを 3 kc 間隔に並べ、95% の帯域利用率を得る新しい海底ケーブル用 16 チャンル多重方式について述べている。

海底ケーブルの回線容量を増加させる方法には種々あるが、その一つに各チャンネルの音声をシラブルごとに切って時間的に配列し、回線の利用率を上げる T.A.S.I. がある。またここに述べられている新しい二重変調による 16 チャンネル多重方式もその一つである。

音声チャンネルの通過帯域は 200~3,050 c/s で、それらは 3 kc の高調波を 150 c/s, 上または下にシフトした搬送波によって変調され、交互に側帯状が取り出されて第 1 図 3 段目に示すような 4 チャンネル 1 組のサブグループを形成する。それらはさらにサブグループ搬送波によって変換され、最下段に示すように 60~108

には使用されないだろうと述べている。その一つは上に述べた 2 dB の通話品質劣化である。装置が高価であることと、3 kc 方式への変換が現在使用されている種々の基本的な方式の変更を必要とすることが他の二つの理由である。また地上の部分に 4 kc 方式を使用し、海底ケーブル部分に 3 kc 方式を用いた混合方式についても述べている。

(豊田委員, 日下田九十九訳)

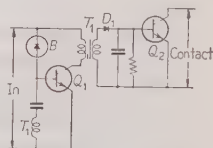
10-41. 通信と制御のための

静止継電器設計

R. Langfelder: Design of Static Relays for Signaling and Control. (Electronics, Vol. 33, No. 30, July 22, 1960, p. 64~68)

トランジスタ, ダイオード, コントロール整流器を用いて機械的継電器と同種の動作をする回路, 静止継電器について述べている。

トランジスタは非再生素子であるため, 再生回路として, ブロッキングオシレータを用いる。第 1 図の回路は, 静止トランジスタ継電器の基本回路である。



第 1 図 周波数変換図

kc 内に 16 チャンネルがそれぞれ背中合わせに配列される。この方式による装置の構成図が第 2 図に示されている。

この変調の特徴は各チャンネルが非常に接近しており, その搬送波相当周波数は隣接チャンネル内に位置している。したがってその帯域利用率は 95% にも達しチャンネル数は従来の 4 kc 方式と比較した場合, 音声帯域幅に逆比例して増加している。すなわち従来の 4 kc 12 チャンネル方式 (60~108 kc) は 16 チャンネルに, また現在の大西洋横断ケーブルの 36 チャンネルは 48 チャンネルに増加される。この方式は帯域利用率の非常によいものであるが, 3 kc 帯域を利用しているため, 1 回線あたり 4 kc 方式と比較した場合, 約 2 dB の損失に相当する通話品質の劣化をもたらす。また, 次に示す三つの理由によって将来もこの方式が地上の回線

Q_1 のコレクタ・ベース電圧は入力電圧により供給される。 B はゼナ

第 1 図 静止継電器の基本回路

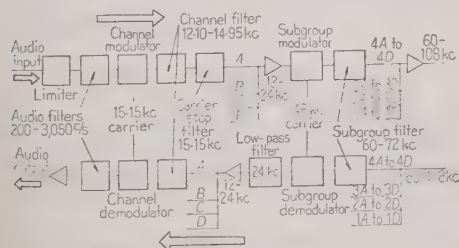
ダイオードである。入力電圧が一定値をこえるとブロッキングオシレータが発振し, T_1 の二次電流は整流されて Q_2 を飽和し, 継電器の動作状態となる。-40~100°C, 20 kc まで動作する。

このほか, 基本回路を変形し, 小入力電流 (500 μ A) で動作する継電器, (入力に増幅回路をつけ, その電源は, 入・出力回路を絶縁するため, 出力回路の電源を DC-DC 変換回路を通して供給する) 有極継電器, (極性の逆の二つの継電器回路を使用する) ラッチング形継電器, (バイステブル・マルチバイブレータを使用する) 双極双接点継電器, 単極双接点継電器の回路についても述べている。

コントロール整流器を静止継電器に使用した場合, 復旧が困難である。このため, 互に極性の二つのコントロール整流を交互にトリガし, 互に他を復旧する回路についても述べている。

低電圧交流回路に使用する信号継電器には, 静止継電器が特にすぐれている。対称トランジスタを使用した回路, (入力電圧が一定値以上になったとき, ブロッキング発振を起し, その整流された出力電圧が対称トランジスタを導通状態にし, 交流信号を導通させる) フォートコンダクタ, 4 層ダイオードを使用し, 回路の開閉を行う回路につきそれぞれ述べている。

(池田委員, 関川幸夫訳)



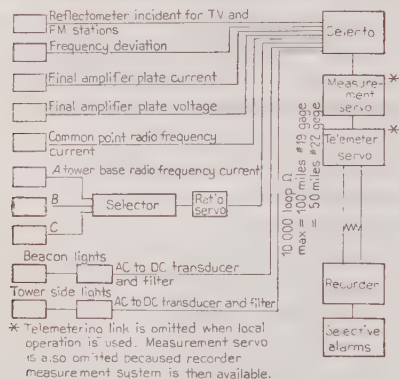
第 2 図 構成図

10.42. AM, FM, テレビジョン 放送所のパラメータの自動記録

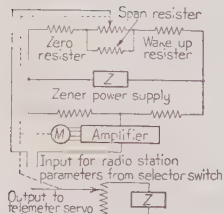
Gustave Ehrenberg: Automatic Logging of AM, FM, and TV Transmitting Station Parameters. [Elect. Engng, Vol. 79, No. 4, April, 1960, p. 304~308]

AM, FM およびテレビジョン送信機のパラメータを遠隔または局内で自動的かつ連続的に測定記録する方法を述べている。第1図に示すように FCC に報告するための最高 15 の電気的数値は選択器を通して測定サーボに送られ、テレメータサーボを通して電話線に給電され端局の記録計に順次記録される。

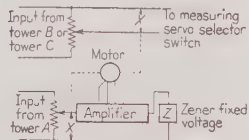
乱定サーボは第2図に示すように、入力信号を平衡させるブリッジ回路と連動して可変電圧を取り出すレオスタットからなる。ブリッジおよびレオスタット用ゼナー電源は 0.1% および 0.25% の確度を保っており、この測定サーボの確度も 0.25% である。



第1図 装置の系統図



第2図 送信機の
測定サーボ



第3図 送信機の
比較サーボ

また空中線の高周波電流は第3図に示すように比較サーボを用いる。すなわち A 空中線の電流はゼナー電圧で平衡させ、連動レオスタットにより空中線 B または C の電流を A の電流に比例した値にして測定サーボに送っている。

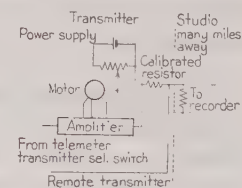
第4図にテレメータサーボを示す。このサーボの入力微小電圧は、送電線に直列に接続した標準抵抗抗によ

り比例した微小電流に変換して送電線に送り込まれる。テレメータシステムの電源の浮動は、このサーボで完全に平衡されるが、ただし送電線のリーケージ電流だけは補正することができない。このシステムの確度は 0.25% である。

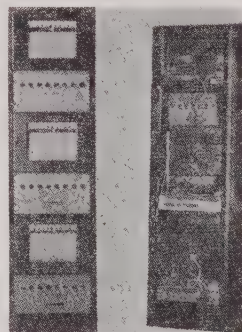
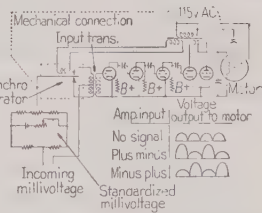
受信装置の記録計サーボは第5図に示すように、直流電流をバルスに変換し、約 120 dB の増幅回路位相検波の回路を通して電動機の一

方のコイルに送られ、正負の方向に電動機を回転させて記録計のペンを動かす。増幅器の出力は 1~2 W

で充分動作する。第5図 受信機のサーボ操作記録計記録計には同軸のカムに警報回路がつながっており、過大な信号が検出されると警報スイッチが動作する。これらの自動記録システムはワシントン州の WTOP, WMAL, カリフォルニア州の KFI 局で実用化している。そして WTOP からの資料は公式記録として FCC で承認されている。技術者の能率化と、記録の精度、信頼性向上のために、この方式は今後ますます発達するものと思われる。寸法は送信ユニットが測定サーボ、比較サーボ、テレメータサーボ、同期装置、高周波フィルタなどで高さ 20 in, 受信機は多点記録計警報ランプパネルなどを含み、15 $\frac{3}{4}$ in である。受信記録器の写真を第6図に示す。



第4図 送信機のテレ
メータサーボ



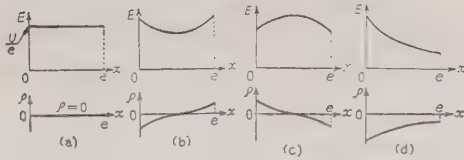
第6図 警報ランプ
パネル付受信装置

(中原委員, 大野忠雄訳)

11.43. 液体誘電体中の空間電荷

Z. Croitoru: Les charges d'espace dans les diélectriques liquides. [Bull. Soc. Franc. Elect., 8^e Série, Tome I, N° 6, Juin, 1960, p. 362 ~380]

金属材料中、誘電体中の導電現象はきわめて複雑なものである。この報告では液体-クロロベンゼン-にお



E : 電界強度, U : 印加電圧, ρ : 空間電荷密度

第 1 図 電界変わいの例

いて電極近傍での空間電荷の生成について、まず測定法を述べ、ついで実験結果と基礎概念とを比較している。電極近傍に生ずる空間電荷の変わいの状況を第 1 図に示す。この図で、

第 1 図 (a): 平等電界, 空間電荷なし。

第 1 図 (b): 最小点を通る電界曲線, 異種電荷。(電極と電極近傍の空間電荷とは反対符号)

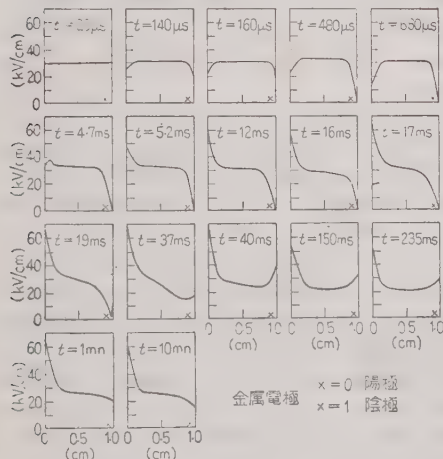
第 1 図 (c): 最大点を通る電界曲線, 同種電荷。(電極と電極近傍の空間電荷とは同符号)

第 1 図 (d): 電界減少, 誘電体全体からみて負の電荷。

測定法として探針法とケル効果を使用した方法とがあり、この実験では後者の方法を採用し、著者の試験した方法について詳述している。

実験試料としてクロロベンゼンを使用し、

- (1) 両電極とも黄銅の場合。
- (2) 両電極ともワニス塗布の場合。
- (3) 陽極ワニス塗布, 陰極黄銅の場合。
- (4) 陽極黄銅, 陰極ワニス塗布の場合。



第 2 図 クロロベンゼン中の電界の変化

について、電圧印加後の時間の経過に伴う空間電荷の写真ならびに電界の変化曲線について説明し、比較検討し、最後に吸収電流に言及している。一例として

上記両電極が黄銅の場合の電界変化曲線を第 2 図に示す。
(川井委員)

11-44. ワニスガラスクロス of 耐熱寿命

C. J. Straka & E. W. Lindsay: Thermal Life of Varnished Glass Cloth. [Pwr Apparatus and Syst., No. 47, April, 1960, p. 58 ~64]

機器の小形化、高能率化によって絶縁材料はその耐熱性および電気特性の最高値に近い条件で使用されることが多くなり、それに伴って各種の絶縁材料および絶縁系を実際に機器に応用する前に、その適合性を試験する目的で行う機能試験が重要になってきた。ワニスガラス類についてはいわゆるブルーテストと絶縁破壊試験の二つがあるが、(A.I.E.E. Standard No. 510, Nov., 1956; ASTM Standards Oct., 1959, App. 111, IV p. 740~755 他参照) この試験と電動機試験とを注意深く作った同一試料を用いて比較検討を行った。

この二つの試験はともに曲面電極を用い、測定の際に外側が内側より 2% 多く伸びるよう屈曲が行われる。試験温度に加熱した試料を 50% RH の室内で少なくとも 4h 放置後電極をセットし、ブルーテストでは 300 V/mil を 2s かけて絶縁破壊の起きるまでの時間を測定する。これは同一試料を破壊するまで用いるのでヒートショックの回数が多くなる。(屈曲は 1 回) これに反して絶縁破壊試験の場合は多数の試料を用意し、1 回ごとに絶縁破壊電圧を測定し、この値が 300 V/mil になるまでの時間を耐熱寿命としており、1 試験について 1 回のヒートショック、1 回の屈曲ということになる。

結果について比較検討してみると、ブルーテストでは試験結果のばらつきが多くて再現性が悪い。これはヒートショックの回数が多いためにはいるひび割れなどの影響が多いものと考えられる。絶縁破壊試験は再現性もかなりよく、さらにブルーテストが一つの時間を与えるだけなのに絶縁破壊試験は最終値 300 V/mil に達するまでの劣化傾向がわかること。さらに絶縁破壊電圧値の対数を時間に対してプロットすると、直線になることから、ある値になる時間、あるいはある時間後の値などの予想が容易であること。また、さらに A.I.E.E. No. 510 による電動機試験の結果とかなりよい一致を示す点から絶縁破壊試験のほうがすぐれている。

なお末尾に Dexter 氏と著者らの討論はこういった試験法に対する電機メーカーと材料メーカー間の考え方の相違を示すほか、仲々有用な示唆を多く含んでいる。

(山本委員, 金指元憲訳)

11-45. 半導体の表皮効果

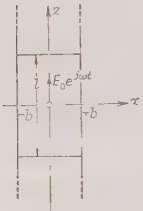
A. H. Frei & M. J. O. Strutt: Skin Effect in Semiconductors. [Proc. Inst. Radio Engrs, Vol. 48, No. 7, July, 1960, p. 1272~1277]

変位電流をも考慮して半導体の高周波インピーダンスおよび表皮効果を取り扱った論文である。

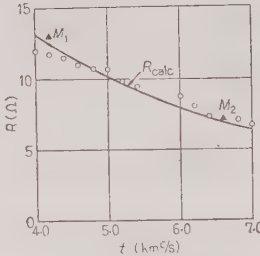
半導体の導電率を σ , 比誘電率を ϵ_r , 比導磁率を μ_r とし, 均一媒質に関するマクスウェルの方程式を解くと, 半導体内の電界に関する解析の基本式

$$jE = \frac{1}{\sigma + j\omega\epsilon_r} (\sigma + j\omega\epsilon_r) E \dots \dots \dots (1)$$

が得られる。



第 1 図



第 2 図

第 1 図のような長さ l , 幅 $2b$, 厚さ a の半導体片について, 電界の方向が Z 軸に平行であるような対称電界の場合を考える。 $E = E(x)\exp(j\omega t)$ として 1 式に代入すると,

$$\frac{d^2 E(x)}{dx^2} = \omega\sigma\mu_0\mu_r(j - \gamma) E(x) \dots \dots \dots (2)$$

が得られる。ここで, γ は導電電流と変位電流の比 $\gamma = \frac{\omega\epsilon_0\epsilon_r}{\sigma}$ である。さらに

$$K^2 = \omega\sigma\mu_0\mu_r(j - \gamma), \quad d_0^2 = \frac{2}{\omega\sigma\mu_0\mu_r}$$

とおくと,

$$K^2 = \frac{2}{d_0^2}(j - \gamma)$$

となり, 2 式の解として

$$E = E_0 \cosh Kx \exp(j\omega t) \dots \dots \dots (3)$$

が得られる。

したがって半導体片を流れる電流

$$I = \int_{-b}^{+b} dn \int_0^a dy (\sigma + j\omega\epsilon_0\epsilon_r) E$$

と半導体の面に沿った電圧

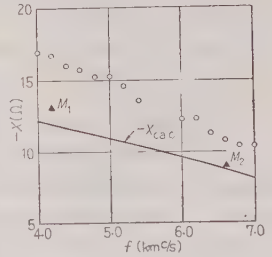
$$U = l \cdot E(b)$$

を (3) 式を用いて計算し, その比よりインピーダンスを求めると

$$Z = \frac{U}{I} = R_0 \frac{b/d_0 \sqrt{2} \sqrt{j - \gamma} \operatorname{cth}(Kb)}{1 + j\gamma} \dots \dots \dots (4)$$

となる。ただし R_0 は半導体の直流抵抗 $R_0 = l/2ab\sigma$ である。

この理論計算を確かめるために, 同軸ケーブル内に, 短絡端より $\lambda/4$ の所に, 導電率 3.28 v/m のゲルマニウム片を封入し, 周波数 $4 \sim 7 \text{ kMc}$ の範囲で, インピーダンスを測定した結果が, 第 2 図および第 3 図である。図中実線は理論計算を示し, \circ 印は半導体片とケーブル心との間に若干の空げ



第 3 図

きのある場合の実験値, \blacktriangle 印は, その空げきを金属のりでふさぎ, 密着させた場合である。インピーダンスの抵抗分は最大誤差 5% でよく一致し, リアクタンス分は最大誤差 10% であった。

同様の解析が, 対称磁界の場合, ヒステリシスのある場合などについても行われ, 表皮効果の深さ d_1 を求め, $d_0/d_1 = [(1 + \gamma^2)^{1/2} - \gamma]^{1/2}$ なる関係を得ている。(北村委員, 片岡照栄訳)

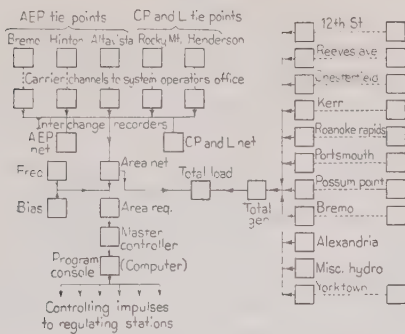
13-46. 系統費用を最小にする計算機

H. Hubard: Computer Keeps System Costs Minimized. [Elect. Wld, Vol. 154, No. 7, Aug. 15, 1960, p. 66~67]

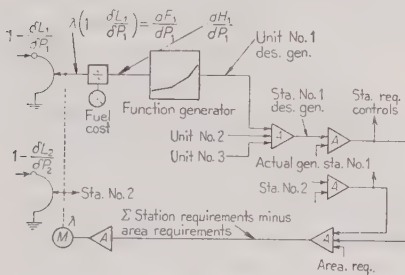
Virginia El. & Power Co. に送電損および増分発電費を考慮して, 系統電力費用を最小にし, 併わせて連絡線電力を予定値に保つ計算機 (Desired generation computer と呼称している) を昨年 11 月 1 日より運転開始した。

送電損を考慮することにより, 考慮しない場合にくらべて少なくとも毎年 50,000 ドル以上の利益を得るものと考えている。運転以来わずかの故障があったが, ほとんど連続運転を行っている。わずかの故障は VEP Co 保守員がなおした。連絡線負荷は五つの連系点において測定されて Richmond の給電指令室にテレメータで送られ, 計算機に導入され, 加算されて計画値と比較される。連絡線負荷の計画値との偏差に周波数偏移が加えられて, (この量を Area requirement という) この値によって主制御装置 (Master controller) を動作させ, 上げ下げのインパルスを作る。計算機は Area requirement に応じて制御する発電所を定め, 上げ下げのインパルスは特定の発電所にもみ送られる。発電所ではこのインパルスを受けて, 所内装置により制御すべき発電機を定めて, その調速機電動機を動かす。かくて連絡線負荷および周波数は予定値に落ち着く。なお調整誤差は通常約 10 MW 以内に収まっている。

系統費用最小の計算は, 予想負荷, 予備電力, 系統



第 1 図 連絡線負荷は予定値と比較される



第 2 図 サーボ操作機構の概略図で Master controller よりインパルスは平衡がとられるまで各発電所に送られる

保護を考慮したのち、計算装置で計算される。計算装置は次式の解法をアナログ的に計算するように設計されている。

$$\frac{dF_n}{dp_n} - \lambda \left(1 - \frac{\partial L}{\partial p_n} \right)$$

ただし、 F_n ：発電所 n の燃料費、 p_n ：その出力、 L ：全送電損、 λ ：伝送電力増分原価

を示し、電力原価最小の条件を求める協調方程式である。

Area requirement が新しく生じた場合 λ サーボが駆動し、各発電機に希望される出力が定まる。各発電機出力を加算して発電所としての出力が定まり、これと実出力との差から発電所要求 (Station requirement) が得られる。Station requirement と Area requirement が等しくなれば λ サーボは平衡して止まる。したがって、たとえば Master controller から上げの信号が発電所にゆけば、各発電機は出力を増し、各 Unit station および Area requirement は零となる。また連絡線負荷は計画値どおりに収まり、結果として系統費用は最小となる。

本装置は VEP Co. の 3 度目のもので、最初は連絡線負荷制御装置が 1952 年に設備され、わずか 2 火力発電所で制御され、負荷動揺は主として旧式の低効率火力を当てた。そののち数年して、初期の装置は新し

い 6 発電所を制御できて、かつ増分費用一定となるような制御装置 (ただし 8 発電所分のスペースあり) と取り換えられた。最後に今回のように送電損も考慮に入れて計算できる装置にした。

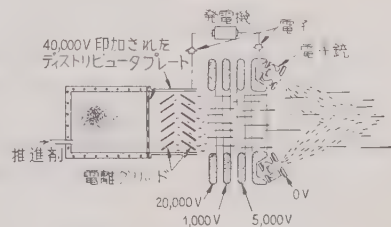
(中島委員、梅津照裕訳)

15・47. 宇宙ロケットの電氣的手段による推進

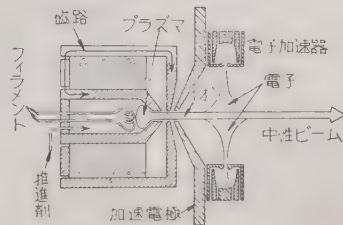
J. C. Evvard: Electric Space Propulsion.
[Elect. Engng, Vol. 79, No. 7, July, 1960,
p. 555~563]

化学燃料を使用するロケットでは推進力を増そうとすると燃料および燃焼装置の重量の増加が著しく、得られる推進力に限界がある。他にエネルギー源として考えられるのは、太陽熱、放射性物質、核分裂および核融合であるが、太陽熱はロケットに積める程度の装置では十分なエネルギーが取り出せないことで悲観的であり、放射性物質は取り扱いその他に難点があるが、核分裂エネルギーは有望である。核融合はいまの段階では実用にならない。さらに電磁氣的方法で推進力を得る試みがなされている。その手段として (1) 荷電粒子を静電界で加速するイオン加速装置 (Ion accelerator)。(2) プラズマを電磁界で加速する プラズマ加速装置 (Plasma accelerator)。(3) 電氣的に気体を加熱し、それをノズルから噴出させる熱電加速装置 (Electrothermal accelerator) が考えられる。(1) の代表的なものは第 1 図、第 2 図である。

第 1 図ではまずセシウムの蒸気を作り、それを電離グリッド (Ionization grid) で電離し、次に静電的に加速している。電離はほとんど 100% 行われる。ロケットを電氣的に中性に保つために、その際生ずる電



第 1 図 イオンロケット



第 2 図 Von Ardenne のイオンロケット

取り扱いに応用されるようになってきたが、一般の振動・衝撃を取り扱う技術者にはこの理論がほとんど理解されていない。本文ではかような人々を対象にして、乱弾雑音理論を乱弾振動に適用した場合の考察を行っている。

最初不定期間中に現われる振動の周期性と乱弾性の識別法を説明してから、準正弦波振動は

$$x = X(t) \sin[2\pi f(t)t - \phi]$$

で表わされ、数個重ね合わさる場合も述べている。ただし $X(t)$ と $f(t)$ とは時間とともにゆっくり変化するものとする。

次に乱弾雑音理論から導かれるパワースペクトルが一定期間の振動から求められる論理段階を六つに分けて説明し、応答パワースペクトル密度 ω_{response} 利得あるいは伝達率の絶対値 $G(f)$ 、入力 ω_{input} の間に

$$\omega_{\text{response}} = G(f)^2 \omega_{\text{input}}$$

の関係があるとし、周波数全般にわたる rms 応答を $\text{rms 値} = [\int \omega_{\text{response}} df]^{1/2} = [\int G(f)^2 \omega_{\text{input}} df]^{1/2}$ のように与えている。したがって統計的な意味を考慮し、正確な定常状態の要求が満足されるならば rms 応答は破損、動作不良、機能低下などの潜勢を示す尺度となり、パワースペクトルは振動にとって非常に大切なものとなってくる。

またデータ簡素化の必要性を説き、その方法をミサエルの例にして4段階に分けて説明している。

次に確率分布がパワースペクトルについて振動をもっとも論理的に表わすにもかかわらず、全く知られていないことを指摘し、中でも Gaussian 分布がもっとも好ましいもので、零平均に対して次のように表わされる。

$$p(x)dx = \frac{1}{\sigma(2\pi)^{1/2}} e^{-(x^2/2\sigma^2)} dx$$

x : 乱弾変数の瞬時値, σ : 平均値よりの標準偏差

$p(x)dx$ は x と $x+dx$ との間の発生確率を表わしている。一般的に任意の非直線性が Gaussian 振動を非 Gaussian に変えようとする傾向があり、直線性フィルタの使用は Gaussian 分布を保持し、さらに他の分布の振動を Gaussian に変えようとする傾向がみられる。

最後に乱弾振動が周期的なものと区別するために満足すべき次の規準を与えている。

- (1) 複雑性-時間に対する瞬間的ピーク値の有用性。
- (2) 被覆変動 (Envelope fluctuations) の装置応答時間に対する関係。
- (3) 平均値を含まずに表わせるくり返しの簡略傾向の存在。
- (4) 振動源の性質。

(北村委員, 小畑耕郎訳)

15・50. コンデンサマイクロホンの振動感度

E. Rule, F. J. Suellentrop & T. A. Perls:
Vibration Sensitivity of Condenser Microphones. [J. Acoust. Soc. Amer., Vol. 32, No. 7, July, 1960, p. 821~823]

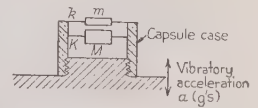
ミサイルのような強い振動を受ける場所に取り付けられるコンデンサマイクロホンが、フィルタなどの特別の技術を用いずに検出できる最低音圧の限界を指摘し、この対策として振動に感じないマイクロホンの設計を述べる。

第1図のようにマイクロホンがその膜に直角な方向に重力加速度 g を単位とした振動加速度 a を受けると、質量 σ (g/cm²) の膜上の単位面積あたりの力は $P = \sigma a g$ (dyne/cm²) で、明らかに P はフィルタや防振技術にたよらずに、 a を受けながら検出できる最小音圧に等しい。上式を書きかえて $\log \sigma = \log(P/g) - \log a$ とし、グラフで示すと第2図のようになる。

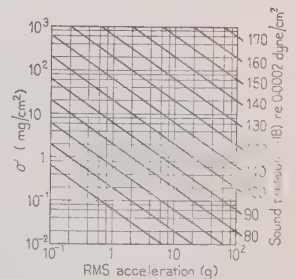
0~55 kc の周波数範囲で $\pm 2\%$ の精度をもち、10⁻⁴ pF の容量変化が測定可能な計器を使用して、30~2,000 c/s にわたり、膜面に垂直な振動加速度を受けたときのマイクロホンの容量変化を測定した。3個のマイクロホンを試験して測定された容量変化と、グラフに示す音圧から計算された容量変化とが非常によく一致することを確かめた。

グラフは既知質量の膜をもつマイクロホンが、与えられた振動環境中で検出できる最小音圧を求めるのに便利で、 σ を小さくすればこの値を小さくできるが、膜厚はすでに0.0003 in で、これ以上薄くすることは困難である。そこで振動面とマイクロホンの間に防振装置を施すことが必要となる。グラフは所望の低音圧を検出するのに必要な、振動の減衰量を求めるのに便利である。

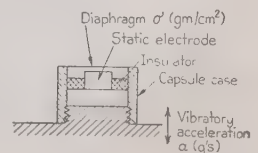
振動し断には防振装置のほか



第 1 図



第 2 図



第 3 図

に、特性の似た2個のマイクロホンを使用して、一方のマイクロホンは音圧を受けないようにして、振動効果だけ互に打ち消す方法などがあるが、われわれは第3図のようなマイクロホンを考えた。 $m-k$, $M-K$ が質量一ばね系として働き、音圧により2個の膜間に相対運動を生ずる。いま加速度 a をうけてそれぞれ x_{mk} , x_{MK} の変位をしたとすれば、 $x_{mk}=a/\omega_{mk}$, $x_{MK}=a/\omega_{MK}$ で、 ω_{mk} , ω_{MK} はそれぞれの膜の共振角周波数である。そこで $k/m=K/M$ として $\omega_{mk}=\omega_{MK}$ を

実現すれば、相対運動は零になる。もし $K \gg k$ のようになれば、 MK 系は mk 系よりも音圧に必ず変化は極端に小さくなり、振動に感じない圧力変換器が得られる。しかし振動感度に対して必要な条件である等しい制動比を、高周波数まで系にもたせることは困難で、どうしても周波数範囲に制限があるが、一般にマイクロホンを高周波の振動からしや断することは比較的容易であるから、この方法は大きな意義をもつものである。(北村委員、鈴木虎三訳)

特 許 紹 介

1. 低保持力継電器

特許公報 昭 35-81

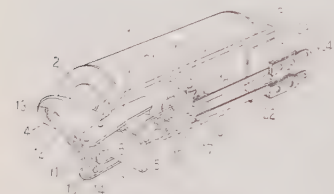
発 明 者 斎 間 齊

特許権者 東京電気

この発明は、付勢電流が相当に低い値まで下がってもその動作状態を保持する継電器に関するもので、第1図に示すように接触部をドラム17の回転によって開閉するようにし、さらにドラム17とこれを回転させる接極子4とを遊動連結したことを特徴としている。

すなわち、支持金具5を固着した接極子4は軸8を中心に付勢コイル1の電流により開放用ばね12に抗して鉄心2に吸引されるので、支持金具5の作動片6はみぞ21の一方の側部を押し、カム20を反時計方向に回転し、両接極子18, 22を切り離す作用をするが、作動片6は接極子4が約1/2衝程に達したとき初めてカム20の側部と衝突するようにみぞ21内に遊動する

だけで接触部に作動力を伝達しないよう構成されているから、従来の継電器のように、瞬時的な低電圧下でチャタリング



第 1 図

を起す欠点を有効に除去することができる。

2. 管球のステム部におけるクラック検出方法

特許公報 昭 35-1493

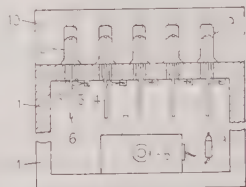
発 明 者 近藤文夫

特許権者 ウェスト電気

電球などの電極用導入線を支持するステム部は、導入線に融着線（デコメット線）と引出線との2種類に分割融接したものを使用するので、融着線とガラス部分との密着状態が悪い場合ガラス部に微小クラックが

発生する。従来、それを検知するには経験的に封着部の色で判別していたので、正確を期することができなかった。

この発明は、密着状態の不良により発生したクラックを、高周波発振器によりステム部に封入した導入線に対しステム部の外部から空間放電させ、その放電状態を観察して検知するもので、第2図では受台1上に置かれた多数の導入線封着のステム部、5は封着導入線である。そして高周波発振装置7の放電部9を、各ステム部2の表面に近づけて放電させてクラックの検知を行うのであるが、クラック部分が存在する場合には、その放電先端部分が白色に近い放電色を呈する（クラックの存在しないときは紫色）とともに、封入導入線に短絡放電現象を起すので、明らかに検知することができる。10は黒色隔離板で、検出中に放電状態の観察を明らかにするために設ける。



第 2 図

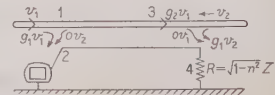
3. テレビジョン用分配回路

特許公報 昭 35-1862

発明者および特許権者 永井健三、佐藤利三郎

テレビジョン用分配回路としてはラ線回路を用いたもの、あるいはインダクタンス、コンデンサの組み合わせによったものなどがあったが、いずれも互に各分配回路の間に影響をおよぼし合ったり、構造が複雑になったりした。

この発明はそれを改善するもので、第3図に示すように給電線と一定の間隔を保たせ、ら旋また



第 3 図

は折返し線路を持って結合させた一定長の線路の端子

4に、 $R = Z\sqrt{1-n^2}$ (ただし Z は線路の特性インピーダンス、 n は両線路間の結合係数) の抵抗を接続し、テレビジョン受像機2側と線路3側を見たインピーダンスを $Z\sqrt{1-n^2}$ となるようにすれば、線路1に到来波 v_1 がくると、 g_1v_1 だけテレビジョン受像機に送られ、 g_2v_1 だけ線路3へ送られる。このとき端子4にはなにも電力は供給されない。もしも、線路3に反射波 v_2 が生ずると、 g_1v_2 だけ端子4に送られ、そこで消費され、残りは線路1へ送られてテレビジョン受像機2にはなんの反射波も生じない。この場合テレビジョン受像機2から端子4までの線路の長さを適当に選ぶと、広帯域にわたって g_1 の偏差を4dB以内に行うことができる。

このような分配回路を縦続接続すれば、おのおのテレビジョン受像機に相互に影響をおよぼさずに電力を送ることができる。

4. 跳躍周波数安定用振動回路を持つブロッキング発振器

特許公報 昭 35-1864

発 明 者 Alfred pollak

特許権者 Telefunken

この発明は、温度変化或使用電源電圧変化により生ずる跳躍周波数変動を避けるため、ブロッキング発振管を制御する曲線に正弦波振動を重ね合わせる振動回路を持つブロッキング発振器の改良である。

第4図には増幅用真空管1を使用した陰極結合ブロッキング発振器を示してあるが、13は反結合変圧器、6、7は時定数回路を構成するコンデンサと抵抗、8はのこぎり波発生用充電コンデンサ、4、5はこの発明によって付加されたコンデンサと抵抗で、変圧器13の対応する部分とで共振回路を構成し、その共振周波数は跳躍周波数の2倍である。そのため、真空管1の不導通時における制御格子電圧の指数関数的変化曲線には、共振回路の正弦波振動波形が重ね合わされ、しゃ断電圧の直前の振動波形の傾斜が非常に急であり、跳躍周波数は安定するわけである。

この発明によれば、反結合変圧器の巻線を振動回路に利用しているため、従来公知の固定同調の振動回路を付加したものにくらへ跳躍周波数を変化させても所定時間とずれて跳躍することがなく、また回路構成が簡易であるという利点もある。なお抵抗5はブロッキング発振器の反結合により発生するパルス波を構成する高周波成分を、振動回路で短絡するのを阻止する。

5. 2系路増幅器の帰還方式

特許公報 昭 35-1869

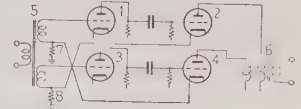
昭和 36 年 1 月 (J.I.E.E.J.)

発 明 者 市来信之

特許権者 沖電気

この発明は第5図に示すような2系路増幅器において、真空管1、2を含む第1系路から真空管3、4を含む第2系路へ、たとえば抵抗8を経るなどの手段により、また逆の系路へとそれぞれ一定値たとえば6dBの帰還を施し、その総合出力が1系路不動作状態となっても一定としたことを特長とする2系路増幅器の帰還方式である。

この方式によると、たとえば第1系路の真空管断あるいは回路故障、電源障害などでそ



第5図

の機能が失なわれたとすると、第1系路によって発生していた帰還抵抗8の両端の電圧が消滅するため、第2系路の利得は6dB上昇し見掛け上の出力は不変である。またこの場合、第1系路の電源あるいは終段管の障害による場合は、その総合出力インピーダンスは1系路の出力インピーダンスに等しく保たれる効果を持っている。

6. 積層振動子

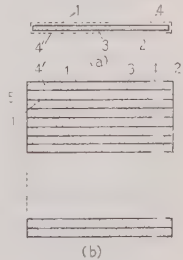
特許公報 昭 35-1871

発 明 者 河合次男

特許権者 村田製作所

チタン酸バリウム振動子では分極軸方向の厚みが大きくなると、分極処理用直流電界および励起用交流電圧が大となって、製作、使用上の困難が増大する。それを解消するため、振動板素子と金属はくを交互に積層して1個の振動体とし、1枚おきの金属はくをそれぞれ正および負の電極として、分極および励起する積層形振動子が提案されているが、その形でも、多数のはくの突出部分を一本にまとめるための手数や、はくの厚みの増大などの欠点が多かった。

この発明はその欠点を改良したもので、第6図(a)に断面を示すように、振動板素子3の表面の大部分と裏面の一部とをおおう電極1と、表面の一部と裏面の大部分とをおおう電極2とを焼付け、それらの間に絶縁間隔4、4'が設けられている。これらの素子を(b)図に示すように、絶縁間隔と電極部分とが相重なるように交互に積層接着し、連続電極面5、6からリード線を取り出せば、従来のものと全く同様に作用し、かつ前記の欠点を除去した振動体が得られる。



第6図

7. 高周波用細げき放射素子

特許公報 昭 35-2459
 発 明 者 吉田信一郎
 特許権者 東京芝浦電気

ストリップ伝送線路において、地導体に細げきをうがって超高周波用放射素子としたものは、従来では線路導体を横切って（直角に）地導体に細げきがうがたれ、この細げきから放射が行われていたのであるが、そのようにすると複数個の細げきが設けられた場合、細げきから外部に放射する電力は線路に沿って伝送する電磁波勢力の供給源に近いほど大であって、均一放



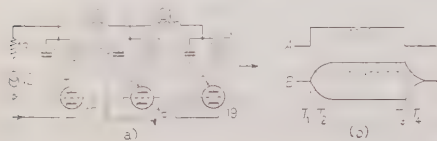
第 7 図

射パターンまたは任意の形状の放射パターンを送出することは困難であった。この発明は第 7 図に示すように、線路導体 8 よりも幅の広い地導体 9 の面に線路導体の方向に長さ方向を持つように（図のジグザク線路に対しては線路の各区分の方向にしたがった長さ方向を持たせる）細げき 10₁, 10₂, ……を設け、かつ細げき相互のなす角 θ を調整して、結合環 11₁, 11₂, ……のような電磁的結合手段を設けることによって前記の欠点を解決するとともに、細げき相互のなす角 θ を 90° に選べば、円偏波電波を簡単に外部へ放射させることができる。

8. パルス変調高周波増幅回路

特許公報 昭 35-2465
 発 明 者 Sven Henry Marriott Dodington & Clark Richard Wilson
 特許権者 I. S. E.

この発明は、パルス変調高周波増幅回路の改良に関するものである。第 8 図 (a) がこの発明の回路であるが、まず図で 20, 21 のそう入されない従来の回路について考えてみると、17 の陰極から高周波が、12 から 17, 18, 19 の陽極にパルスが印加され、17 におけるパルス変調高周波の波形は (b) 図 A で示ようになるが、18 の入力側では (b) 図 B のようにくずれる。一方、18 の格子を十分に励振するレベルは 11 のようにある程度零レベルより上であるから、15 における所望の出力は T_2 から T_4 になる。ところがパル



第 8 図

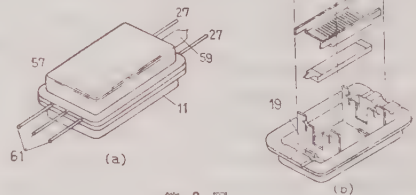
ス変調器から 18 の陽極へのパルスは T_1 から T_3 までしか印加されないから、結果として T_2 から T_3 までしか出力が得られないことになり、もとのパルス幅より短くなってしまふ。そこで 20, 21 を付加し、22, 23, 24 とともに遅延回路を構成して、印加パルスを T_2 から始まるように遅らせたものである。

9. 電子放電装置

特許公報 昭 35-2470
 発 明 者 C. F. Miller, W. H. McCurdy & E. A. Lederer
 特許権者 W. H.

この発明は第 9 図 (a) (b) の実施例で示すように、フランジで囲まれた浅い盆状の二つの部分からなるガラス製皮包 11 内に電極を収め、これらの皮包部分およびフランジの材料の軟化点より融点が相当に低いガラスろろ、エポキシ樹脂のような封着材料で両皮包部分を封着した電子装置で、少なくとも一方の皮包部分は突起、みぞのような隔離片定位装置 19 を備え、フランジの対向部分に形成したみぞを通じて口出し線、排気管を出したものである。

印刷回路にソケットを取り付けるのはかなり困難で、電子管が印刷回路盤の面に垂直



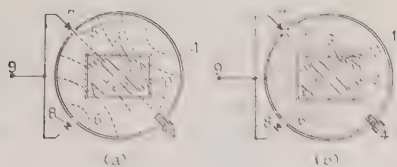
第 9 図

に突起するので空間利用率も低く、外部震動に弱く、また、ソケットによる静電容量、インダクタンスを増し、誘導によるハムなどの難点があった。この発明はソケットを必要としないもので、陰極加熱線を皮包の一端から出し電極導入線を他端から引き出すと、加熱線のグリッド導入線への結合がほとんど無いから、電子管の内部キャパシタンスを低減し、ハムも著しく低減し、また、電極端子が皮包部の一端に位置するから回路の配設、視察が容易である。

10. ディスクリミネータ

特許公報 昭 35-2815
 発 明 者 竜沢善信
 特許権者 松下電器

この発明は、簡単な構成のマイクロ波用ディスクリミネータに関するものである。第 10 図 (a) (b) に示す実施例によって説明すれば、円筒形空洞共振器 1 を AA, BB の十字形スロットで方形導波管 2 に結合し



第 10 図

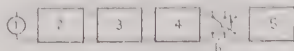
て励振すれば、円筒形空洞共振器 1 には BB の延長線上にスクリー 4 があるので、(a) 図の点線のような電力線を持つモードの振動と、(b) 図の点線のような電力線を持つモードの振動はその周波数がわずかに異なる。したがって、それを別々に取り出して検波 (7, 8) しその差をとれば、端子 9 に復調波が得られる。

11. 微小直流電圧の測定方式

特許公報 昭 35-2836

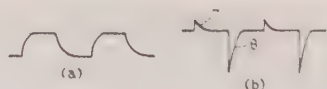
発明者および特許権者 和田正信、高橋 正

この発明を第 11 図と第 12 図によって説明すれば、測定すべき微小直流電圧 1 をチョッパ 2 で第 12 図 (a) に示す交流波形に変換し、その波形を微分器 3 で微分すると、第 12 図 (b) のようにチョッパの開路時に対して小さいパルス、閉路時に対して大きなパルスが発生する。このパルスを増幅器 4 に加えて増幅し、このパルスのうち、閉路時、開路時のいずれか一方のパルスを波高電圧計 5 によって測定する。あらかじめ回路の総合利得を求めておけば、電圧計 5 の指示



第 11 図

から、入力微小直流電圧を求めることができる。



第 12 図

従来は、チョッパで交流に変換したのちに増幅して再び整流し、それで直流の指示器を動作させて、もとの直流電圧を測定していたが、チョッパの動作の安定度がきわめて高いことが要求され、チャッタを起したり、チョッパの開閉時間が使用中に変化すると、誤差の原因となっていた。

12. 半導体装置製造方法の改良

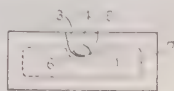
特許公報 昭 35-3330

発明者 J. R. A. Wale

特許権者 N. V. Philips

拡散法でベース地帯を形成する場合には、ベース層が薄いためベース電極を設けるのが困難である。

この発明は第 13 図のように半導体片 1 の表面に反対導電形の不純物を拡散して比較的厚い反対導電形の表面層を作り、次にその一部分を 3 のように接合面 7 の深さまで除去し、最後にこの穴 3 の底面に所定のベ



第 13 図

ース幅となるように薄い拡散層を設け、その上にエミッタ電極 4 を合金して 5, 6 をエミッタおよびコレクタ接合面とするトランジスタを得る方法である。

このようにすれば、ベース電極を穴 3 の付近の厚いベース層上に簡単に取り付けることができ、しかも従来の拡散形トランジスタと同様に薄いベース地帯を持つトランジスタを製作できる利点がある。

ニ ュ ー ス

◇ ベネズエラ、ニュージーランドへ放送機の輸出契約なる

最近わが国から海外へ続々と電気機械が輸出されているが、今回東芝は下記 2 件の初輸出の契約をむすんだ。しかも特にニュージーランドからはわが国の実情を調査し、メーカーの工場を実際見学したうえで最初の予定より注文が増加した事実は、わが国の高度の技術を認識されたこととして注目し得る。

(1) ベネズエラから短波送信機を受注 ベネズエラ政府から同国首都カッカス市の送信所に届けられる 10 kW 短波送信機 6 台および付属品一式の受注が決定した。わが国からベネズエラに無線送信機が輸出されるのはこれが初めてであり、中南米に対する電

気通信機進出の足がかりとして注目されている。

(2) ニュージーランドから中波放送機を受注 ニュージーランド政府から同国の地方放送局 4 局に届けられる 1 kW 中波放送機 8 台の受注が決定した。

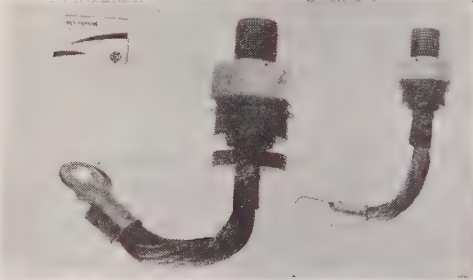
同政府はこれまで日本からの放送機輸出の実績がないため、技師長 W. L. Harrison 氏をわが国に派遣し、東芝製の放送機器の仕様、性能の調査にあてられた。同氏は東芝を初め東京、大阪、福岡などの JINK、民放各局において同社製品を詳細に調査し、本国政府に報告した結果、今回の決定となったもので最初の予定では 6 台、3 局分となっていたが、さらに 1 局を追加し、8 台、4 局分として発注された。ニュージーランドへの放送機の輸出は、ベネズエラと同様わが国初め

◇ シリコン整流素子の話題 2 つ

その 1 1,000 V, 500 A 世界最大級の素子

日立製作所で 1,000 V, 500 A という電圧、電流ともに世界最大容量級のシリコン整流素子が完成した。普通の使用条件なら 300 kW 前後の出力がとれるというこの素子を、4,000 kW, 600 A の整流装置に組み込み、ちかく京阪電鉄に納入する。

この素子は 昭和 35 年 10 月 11 日から 東京で開かれた第 2 回アジア鉄道首脳者懇談会 (ARC) に伴ない、都下北多摩郡国立の鉄道技術研究所で催された展示会にも出品された。

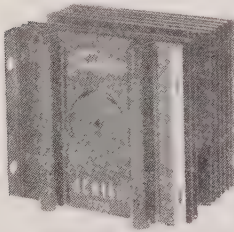


写真は既設されている 1,000 V, 200 A のシリコン整流素子 (左) とくらべた世界最大容量の素子 (右)

その 2 じかづけできる素子

シリコンを直接銅にハンダづけできる、きわめて簡単で収率のいい方法が東芝で実用化した。いま、同社では 400 A 形までのすべてのシリコン整流素子をつくるのに、この方法を採用している。

素子はシリコンの薄板に P-N 接合をつくり、これを気密外囲器に封入してつくるが、電流源としてまた発生熱を取り去るためシリコン薄板の両面に金属電極を取りつけることが必要である。電極としては銅がもっともよいが、熱膨張係数の違いのため、直接ろう付けすると、製造工程中と使用中の温度変化でシリコンが破壊し



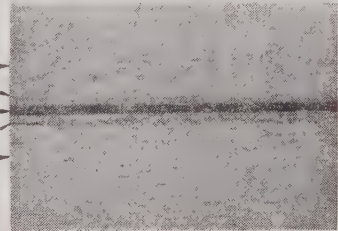
シリコン整流素子外観



じかづけ法



接続部断面



従来の方法

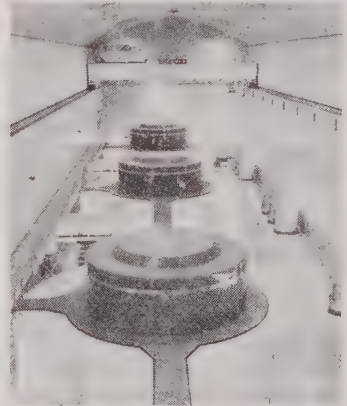
てしまう。それを避けるため、従来はシリコンと銅電極の間に膨張係数がシリコンに近いモリブデンやタンタルのような金属板をはさんでいたが、これらの金属は高価で工作がむずかしく、ハンダがつきにくく、ハンダ層が多くなって熱的、電気的な抵抗が増大するという欠点がつきまとった。

こんどの東芝の直接ハンダづけ法について、同社では、(1) 工程が簡単で、不良率が少ない、(2) 高価で扱いにくい材料が要らない、(3) 熱抵抗は従来の製品に比べ約 2 割減、その分布のばらつきもごく少ない、(4) 正方向電圧降下は約 1 割減、電流容量は大幅に増大、(5) サージ電流耐量は飛躍的に増大、(6) 機械的にきわめて丈夫、などの利点をあげている。

◇ 電発、奥只見発電所営業運転開始

電源開発が建設中だった奥只見発電所は、昭和 35 年 12 月 2 日通産省の官庁試験を終え、同日付で 240 MW 発電の仮使用認可を受けた。今季の異常洪水に即応して働き、東京、東北両地域の電力需用にこたえて、その寄与するところは大である。

現在発電所はダム水位最低近くで運転されているが、ダム工事の進行につれて来春から水位を上昇させ、昭和 36 年度上期中には最終 360 MW の営業にいはることとなっている。



発電所の概観は次のとおりである。

発電所位置

福島県南会津郡松枝岐村

貯水池有効貯水量	458×10 ⁶ m ³
利用水深	60 m (全部完成時)
最高有効落差	130 m (最終 190 m)
最大使用流量	216 m ³ /s (最終 249 m ³ /s)
発電力	240 MW (最終 360 MW)
年間発生電力量 (全部完成時)	
自己	512,257 MWh
下流増	248,200 MWh
発電所形式	地下式
主要機器	
水車	137 MW 200 rpm 3 台
発電機	133 MVA 50 c/s 3 台
変圧器	133 MVA 超高圧 3 台

なお変圧器は地下発電所内に収容され屋外開閉所にいたるまでの一部分には、250 kV 用 OF ケーブルを使用している。

◇ C1 形クロスパー交換機の試用試験始まる

わが国の小局は総数約 6,000 で、ほとんど郵政省へ運用面を委託し、その約半数は 200 加入以下の小さなもので、磁石式交換機が用いられているが、電電公社では、加入者 240 名以下の小局用自動交換機として C1 形クロスパーを試作し、次の局所で約 1 年間にわたり試用試験を実施することとなった。(カッコ内はサービス開始時期)

茨窪局(東京)管内大宮前職員宿舎(35 年 11 月 1 日)

柏局(関東)管内柏職員宿舎 (35 年 12 月 1 日)

高槻(近畿)管内高槻職員宿舎 (35 年 12 月 1 日)

この装置は交換機、電源および収容箱の 3 要素からなり、その特徴として従来のような局舎を使用せず、組立式の収容箱がこれに代わる。したがってすえ付け取はずし工事がきわめて容易である。

この装置はクロスパー交換機として最小容量のもので、中継交換機能のない単なる加入者交換機で、いわゆる切換方式の採用により共通制御部分を簡易化し、従来の A 形方式よりも経済的となっている。加入者容量は 1 フレームあたり 80 加入(共同 40%)を収容でき、3 フレームまで 2 段階に増設可能である。

電源は電池 1 組を有する全浮動方式で、交換機と同じ収容箱内に装置する。収容箱は約 2.4×1.1×2.4 m の箱をユニットとし一般の自動車で運搬可能で、これを 2~3 個ならべて使用する。

本来この交換機は小局用として検討されたものであるが、最近大都市ならびにその周辺におけるいわゆる団地用交換機として、また郵便局の局舎移転に伴う臨時措置あるいは臨時電話局としての適用も考えられている。

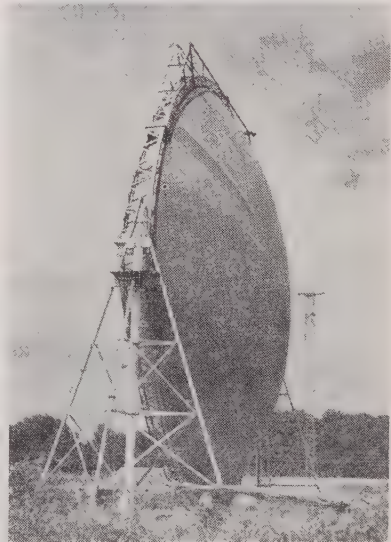
◇ 直径 15 m パラバルーン・アンテナ完成

電電公社電気通信研究所では昨年春マイクロ波の見

通し外伝搬試験用として移動・設置の容易な直径 8 m のパラバルーン(風船アンテナ)を完成したが、このほどこさらに直径 15 m の巨大なパラバルーンを完成した。(展覧工業製)これはバルーン形ではもちろんのこと、パラボラ・アンテナとしてもわが国で最大級のものである。マイクロ波の見通し外伝搬試験には高利得のアンテナが必要となるが、従来のパラボラ・アンテナでは形が大きく、重く、したがって輸送・設置が容易でないで、風船形組立式としてこれらの困難を避けるよう工夫している。

このアンテナの本体であるバルーンはガラス・ファイバの布にビニル加工したもので、片面の内側にアルミ箔をはってあり、ブローで空気を入れればパラボラ反射鏡となる。直径 15 m、焦点距離 5.46 m で充分ふくらましたときの鏡面精度は主要部分で ±15 mm。気温および日光の放射によるバルーン内圧の変化を避けるため、上方から一部の空気を逃し、下方から小形ブローで補充した調圧弁を使用している。

設置するときは支持柱およびバルーン取付け枠を組み立て、これにバルーンを張りモータ付ウインチで引き上げる。支持柱基礎は撤去のときを考え、コンクリート代わりの鉄製基礎箱を埋める。また一次放射器はバルーン前面の独立した支持柱に取り付ける。



このアンテナは試験用のため風速 20 m/s まで使用するもので、電気測定の結果は 920 Mc で利得約 39 dB で良好な指向特性を得ている。なお電気通信研究所では来春鹿児島奄美大島間の 1,000 Mc 帯見通し外伝搬のダイバシティ試験のため奄美大島に設置する予定である。

◆ 電子線照射で耐熱

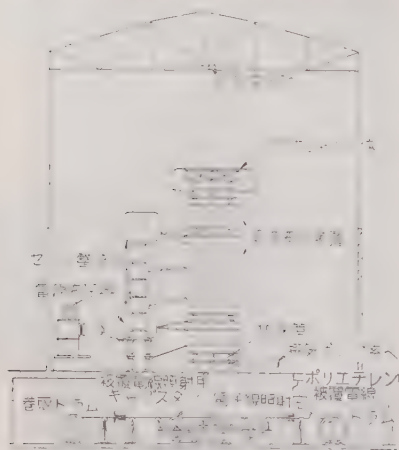
ポリエチレン絶縁ケーブル

電子線照射によって、従来ポリエチレン絶縁ケーブルの最大の欠点とみなされていた耐熱変形性が大幅に改善されるようになった。

35 年 5 月、住友電工に新しく N.S. 形電子加速装置 (2 MV, 3 mA) が完成し、ポリエチレン絶縁ケーブルの照射加工の試作、試験を行ってきたが、最近、長時間連続運転および一様照射について、きわめて良好な結果を得たので、各種製品の照射処理を行う段階にはいった。



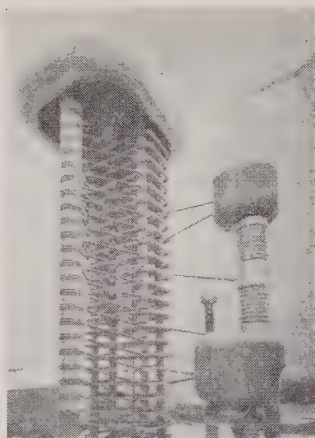
ポリエチレン絶縁ケーブルの照射処理状況



電子照射室の概要図

この電子線照射処理によって、短時間であれば、ケーブルが約 230°C に耐えるようになる。これにより、高電圧電流に対するポリエチレン絶縁ケーブルの安全度が大幅に改善されることになった。その他のおもな特性は次のとおりである。(高圧法ポリエチレンに照射したデータを示す)

ϵ : 2.3, $\tan \delta$: 0.0005 以下, 引張強さ: 1.45 ~



N.S. 形電子加速装置

1.70 kg/mm², 伸び: 200~500 %

なお、照射ポリエチレン絶縁ケーブルは、耐熱性の他に、次のような特性が改善されている。

- (1) チリ、塩分中での表面アークに対する抵抗が大きくなる。
- (2) 高温でも、各種溶剤にほとんど溶解しない。
- (3) 応力亀裂に対して強くなる。
- (4) 高温電気特性(破壊電圧など)が向上する。

◆ 電気試験所に制御用超高速電子計算機

電気試験所では、制御方式の研究をするために、1953 年以降超高速電子計算機を主体とする制御用計算機 ETL RTC(Real Time Computer) の研究試作にあたっていたが、このほど完成した。本機の構成および性能は表に示すとおりである。本機の計画をたてたときには超高速半導体素子の開発がまだ行われていなかったため既存の部品を対象として設計されている。

基本論理回路は 2 Mc 四相に同期したダイナミック方式を用い、演算回路は並列同時キャリー方式によって速度の向上をはかっている。一方記憶回路は磁心を用いているが、使用したフェライト・コアのスイッチング・タイムが大きく、また SN 比が不充分であったので、磁心マトリクスによる一次元の選択方式を用いてアクセスタイムを小さくしている。



そのほか低速記憶装置として 8,192 語の磁気ドラムを備え、コアメモリとの間に信号のブロック変換を行って、コアメモリの容量の不足を補っている。入出力回路は 8 種類 (光電式テープリーダー・AD 変換器・DA 変換器・高速度テープパンチャ・プリンタ・制御卓・アナログ計算機) の入出力装置を処理でき、おのおのはいくつかのチャンネルに必要に応じて分岐される。多くの入力装置から情報は不規則に到着するが、その重要性に応じて処理するようになっている。

実験方法としては当所の低速アナログ計算機に制御対象を模擬させ、RTC にはその中枢部として全計算装置に対する計算指令をやらせる。その他の重要な用途は、アナログ計算機と組み合わせていわゆる混合計算機 (Hybrid Computer) として用いることである。

第 1 表 ETL RTC の概要

(1) 方式一般

同期方式 (クロック 2Mc 四相)

プログラム記憶方式

2 進法計算機

(2) 数値語

12 ビット (短単語)

(3) 命令語

1 アドレス方式

命令 32 種類

24 ビット (操作部 5, インデックス 2, ブレイク

1, 入出力 3, アドレス 12)

(4) 記憶装置

磁心, 512 長単語, アクセス 1 μ s

磁気ドラム 8,192 長単語, アクセス 3ms (平均)

(5) 演算速度

加減算 12 ケタ 100,000 回/s

23 " " "

乗算 12 " " "

23 " 40,000 "

除算 12 " 100,000 "

判別 200,000 "

(6) 入出力装置

光電式テープ・リーダー 200 字/秒

プリンタ 5 字/秒

テープ・パンチャ 25 字/秒

AD 変換器 4 チャンネル 7,000 語/秒 1 語 12 ビット

DA 変換器 4 チャンネル 7,000 語/秒 1 語 12 ビット

(7) 主要部品

真空管 852

Ge ダイオード 12,900

磁心 27,000

トランジスタ 50

(8) 電力 約 10kVA

◇ エサキ・ダイオードの商品化

エサキ・ダイオードの商品化に先鞭をつけたアメリカの General Electric では、一時は 1 個 75 ドルとまでいっていたが、その後激しい競争によって、最近では 5 ドル以下になったようだ。折角、特許を持っているわが国でも、その利用を開拓するには、まずその入手が期待されていたが、Sony ではついに 35 年 8 月に販売を始めた。

目下のところ品種は 1T1101, 1102, 1103 の 3 種に限られ、前の 2 種は主に電子計算機などのパルス回路用であり、後者は高周波での増幅、発振用を目的としている。 $I_p=20$ mA が標準である。東京大学、電気通信研究所、電気試験所などでは電子計算機用に、主なメーカーではテレビの Converter 用としての開発研究に使用されている模様である。

◇ 第 11 回万国度量衡総会開く

メートル条約に基づく万国度量衡総会が 6 年ぶりに 35 年 10 月 11 日から 20 日までパリで開かれ、条約加盟 38 個国のうち、32 個国が参加して、わが国からは佐藤在フランス大使館参事官が政府代表となり、ほかに木寺在ベルギー大使館二等書記官、熊谷外務省条約局事務官が出席した。主な決定事項は次のとおりである。

1. 電離性放射線部門の設置

万国度量衡中央局に電離性放射線部門を新設し、他の関連国際機関との密接な協力のもとに放射線、能の単位の統一を行う。設立経費を 180 万金フランとし、1962, 63 両年にわたり 90 万金フランずつ臨時分担金として加盟国が払込む。ラジウム No. 5430 の国際標準器の保管をパリ大学ラジウム研究所から万国度量衡中央局に移管する。

2. メートルの定義

1 メートルはクリプトン 86 原子エネルギー $2p_{10}$ と $5d_5$ との間の遷移に対応する線の真空中の波長の 16,507,633.73 倍に等しい。

3. 秒の定義

1 秒は 1900 年 1 月の 0 時から 12 時天文時に対応する回帰年の 31,556,925.9747 分の 1 に等しい。

4. 分担金の増額と分担率算定方式の変更

分担金額を 40 万金フランから 90 万金フランに増額する。分担金割当率算定方式として、従来の人口割に基づく方式を改めて国連方式を採用する (条件つきで可決)。

メートル条約の改正については、作業部会を設けて各国のコメントを一応調整した案を作成したが総会の議にかけるにはいたらず、結局各国は 1961 年 2 月 1 日までに本案に対する修正その他の意見を万国度量衡委員会委員長に提出し、委員会はこれに基づいて新たに条約改正草案を作成して、検討のため各国に送付す

ることとなった。

なお、万国度量衡中央局長の業務報告では、日本の新形測光標準電球（東芝製）が輸送に耐えきわめてすぐれた安定性を示したこと、また、1959 年から容量標準器の国際比較が開始され、日本から提出した 2 個を含む 7 個の 0.1 μ F 標準器がすでにソ連、東西ドイツを巡回していると述べている。

◆ 農村の電気器具所有状況

日本電機工業会では、このほど農村における電気器具の所有状況をまとめ発表した。この調査は農林省が農林経済調査の委嘱農家 5,500 戸を対象として、昭和 35 年 3 月末日における耐久消費財の所有状況を取得年次について調査、とりまとめた結果を一部組み替えて編成分析したものである。

(1) 地域別普及状況 農家における電気器具の

普及状況はラジオとけい光灯を除いては未だしの感がある。全国平均で 10% 以上の普及を占めているのは上記 2 品目以外ではテレビ (11.8%), 洗濯機 (10.6%), 電気井戸ポンプ (15.4%), 有線電話 (16.4%) だけである。電気冷蔵庫、電気ストーブは 10% にも満たない。その詳細は第 1 表のとおりである。

(2) 農村と都市における普及率の相違 農村と都市における電気器具の普及率の相違を参考のため示すと第 2 表のとおりである。

(3) 地帯別普及状況 農漁村を都市近郊農村、純農村、山村、漁村に分類しての普及率を調べたものが第 3 表である。都市近郊農村は都市の普及率に今一步という段階まで接近しており、ついで純農村が高く、山村、漁村はほぼ同じで純農村よりもかなり低率になっている。

第 1 表 電気器具の地区別普及率

(%)

品 目	普 通 ラ ジ オ	ト ラン ジ ン グ マ ン ノ	テ レ ビ 受 像 機	電 気 蓄 音 機	電 気 洗 濯 機	電 気 が ま し	電 気 冷 蔵 庫	扇 風 機	電 気 ス ト ー ブ	ミ キ サ	電 気 井 戸 ポ ン プ	け い 光 灯 器 具	電 話	有 線 電 話
全 国	95.1	5.3	11.8	6.2	10.6	7.0	0.8	5.8	0.3	2.4	15.4	122.0	1.5	16.4
北海道	76.4	5.7	15.2	6.5	12.2	4.2	—	—	—	0.4	11.4	97.7	0.8	22.1
東北	95.4	5.0	3.5	5.7	1.9	0.4	0.5	1.2	0.1	1.5	10.5	78.2	1.9	11.8
関東	95.9	6.0	12.8	4.6	10.3	3.4	0.4	3.8	0.2	1.3	14.9	88.0	0.4	21.8
甲信越	99.4	5.5	8.1	8.1	12.7	5.5	0.2	2.5	〃	2.5	13.4	127.4	2.1	22.5
北陸	100.0	6.1	15.7	8.7	12.2	5.7	0.4	4.3	—	1.7	14.8	139.1	2.6	13.5
中部	98.4	6.4	21.4	6.7	14.5	10.0	0.9	8.5	—	2.9	14.5	150.8	1.6	11.3
近畿	102.3	6.5	26.5	8.6	24.2	12.1	3.3	22.8	1.0	6.5	25.3	185.8	4.2	10.9
中国	96.9	5.6	7.2	9.4	14.3	11.9	0.5	5.8	0.7	3.8	19.7	139.6	0.9	17.9
四国	95.3	2.9	10.8	4.7	10.5	7.9	0.9	7.3	0.3	2.6	16.7	123.7	1.8	14.9
九州	88.2	3.5	5.8	3.1	2.8	10.0	0.3	2.8	0.2	1.3	13.8	125.2	0.6	6.4

普及率の算出は所有台数を調査戸数で除したものである。

第 2 表 農村と都市における普及率の比較

(%)

地 区	通 常 ラ ジ オ	ト ラン ジ ン グ マ ン ノ	テ レ ビ 受 像 機	電 気 蓄 音 機	電 気 洗 濯 機	電 気 が ま し	電 気 冷 蔵 庫	扇 風 機	電 気 ス ト ー ブ	ミ キ サ	電 気 井 戸 ポ ン プ	け い 光 灯 器 具	電 話	有 線 電 話
農村(35年3月)	95.1	5.3	11.8	6.2	10.6	7.0	0.8	5.8	0.3	2.4	15.4	122.0	1.5	16.4
28都市(35年2月)	89.3	24.9	54.5	20.4	45.4	37.5	15.7	42.0	—	—	—	—	—	—
東京都(35年3月)	98.7	24.8	64.9	21.7	55.9	27.3	22.1	46.1	14.5	20.8	8.0	70.2	32.2	—

注: 1. 28 都市……経済企画庁消費行動調査(主要 28 都市)による。

2. 東京都……日本電機工業会耐久消費財パネル調査(東京都都区)

3. 上記 2 調査とも重複所有の場合は普及率算出には 1 として計算してある。

第 3 表 地帯別普及状況

(%)

地 帯	普 通 ラ ジ オ	ト ラン ジ ン グ マ ン ノ	テ レ ビ 受 像 機	電 気 蓄 音 機	電 気 洗 濯 機	電 気 が ま し	電 気 冷 蔵 庫	扇 風 機	電 気 ス ト ー ブ	ミ キ サ	電 気 井 戸 ポ ン プ	け い 光 灯 器 具	電 話	有 線 電 話	調 査 戸 数
都市近郊農村	98.8	10.5	36.4	13.0	26.4	15.4	3.2	19.7	1.0	3.3	24.2	175.6	3.0	16.2	599
純農村	98.4	5.4	10.2	5.4	10.2	7.0	0.6	5.3	0.2	2.4	16.7	120.7	1.5	16.3	2,858
山村	92.0	3.6	4.9	5.9	5.7	4.6	0.2	2.3	0.3	2.7	11.4	109.4	1.3	16.5	1,556
漁村	92.4	4.6	10.7	2.3	3.8	8.4	0.8	5.3	—	0.8	7.6	101.5	1.5	9.9	131
全国平均	96.4	5.4	11.7	6.4	10.6	7.3	〃	6.1	0.3	2.6	15.7	123.2	1.6	16.2	5,144

本 会 記 事

11 月 理 事 会

11月29日午後5時30分から日本交通協会会議室にて開催、後藤会長、福田、宮本副会長、関、山田、木村、小沢、森、上之園、荒川各常務理事出席、長島参事、田野嗣託、柏原、久田主事、長島、上杉書記および飯島通信教育会主事、栗原同職託列席、次の事項を協議した。

1. 前回議事録の承認
2. 報告 (1) 10月決算 (2) 会員異動 (3) 雑誌発行状況 (4) 通信教育会事業 (5) 新特許法による学術団体として本会の指定

3. 次期役員選定に関する件 会長、副会長および調査理事候補者の予選に関し申し合せを行った。

4. 功績者選定委員会の委員長、副委員長および幹事の会合日時を12月13日午後5時30分かつと予定し、功績候補者推薦書の整理を行うこととした。

5. 昭和36年度文部省科学研究費等審議会委員に関する件

本会から埴野一郎君を選出し、他の1名は照明学会からの選出を願ひ、学術会議に推薦することとした。

6. 次年度予算編成に関する件

前回の申し合せにより、各次年度留任理事打合会を開催して作成した試案につき検討したが、問題点につき各担当者を定め再検討をすることとした。

12 月 理 事 会

12月20日午後5時30分から電気クラブ会議室にて開催、後藤会長、宮本副会長、関、山田、和田、木村、小沢、柳井、荒川、岡村各常務理事、斎藤、松本両支部長出席、長島参事、田野嗣託、柏原、久田主事、長島、上杉書記および従通信教育会専務理事、飯島同主事、栗原同職託列席、次の事項を協議した。

1. 前回議事録の承認
2. 報告 (1) 11月決算 (2) 会員異動 (3) 雑誌発行状況 (4) 通信教育会事業 (5) 電気学会名簿の出版 (12月) (6) 文部省科学研究費等審議会委員の推薦 (7) 元九州支部長豊波幸一氏の逝去

3. 次期役員候補者予選に関する件
標記に関し各役員からの申し出を基準として第1次候補者を選定した。

4. 役員会開催に関する件 1月24日を予定し、次期役員候補者選定の件その他を附議することとした。

5. 功績者選定委員会を1月25日、同特別委員会

を1月26日に開催する予定とした。

6. 専門委員会の設置ならびに解散につき次の通り決定した。

設置 高安定発振器専門委員会

給電(常置) "

ケーブル高電圧試験専門分科委員会

母子汚損試験 "

解散 給電、電力系統技術、繊維工業、需用端A.V.R.、昇電化方式、電気化学用変流装置各専門委員会

7. 昭和36年電気四学会連合大会予算を承認した。

8. 職員給与改訂に関する件、担当理事から調査の状況の説明があり、改訂案を承認した。

9. 広告料改訂に関する件、担当理事から広告改善委員会にはかり検討した状況につき説明あり、値上げ案を了承した。

10. 次年度予算編成に関する件、前回の申し合せによる、各担当事項につき副会長および各理事から、それぞれ説明があり、これ等を勘案して草案を作成することとした。

功績者選定委員会幹事会

12月13日午後5時30分から電気クラブ会議室にて開催、委員長、副委員長および幹事出席の上、第10回浅野賞(5件)、第10回電力賞(6件)、第17回電気学術振興賞(37件…38件を整理)の各候補者推薦書を整理の上受理した。

12 月 編 修 協 議 会

12月6日(火)午後4時30分より日本電機工業会会議室にて開催。宮本委員長、森、上之園、柳井幹事、高山、山村、日高、矢崎、野村主査、石崎、藤井、田宮、矢板副主査、木俣、沼崎、栗田、土井、迎、尾出、市東、水利、中村、福井、黒川、馬場、三浦(武)委員、長島参事、長島、田野、川島書記出席。次の事項を協議した。

1. 36年度予算に対する要望の件
2. 本会雑誌体裁変更の件
3. 「学界時報欄」抄訳者名記載方法変更の件
4. 寄稿依頼の件

当日採録と決定した寄稿は下記14件である。

「水銀整流器における中間陽極の動作機構」

「誘電型機器の電極寸法について」

「磁気記録機構について」

「避雷器の新型ギャップについての研究」

「低域フィルタをつけたサイラトロン増幅器」

- 「温度補償型トランジスタチョッパ」
 「急峻波測定用抵抗分圧器のシールド電極の設計に関する理論的考察」
 「自動交流発電機の過渡特性と系統安定度に及ぼす影響」
 「冷陰極サイラトロンの動作機構」
 「Duffing の非線形における分数調波振動」
 「演算形磁気増幅器の過渡応答特性」
 「サイラترون増幅器による直流直巻電動機の運転特性」
 「高周波入力用磁気増幅器の一方式とその応用例」
 「磁気式高速プリンタ」

東京支部記事

大会委員会 12月9日午後5時30分から日本交通協会にて開催、11月に開催した支部大会リポータ方式につき各リポータの方々と交え検討した。

幹事会 12月22日午後5時30分からグリル日比谷にて、支部長および幹事出席の上、次期役員候補者第1次予選を行った。

関西支部記事

役員会 11月8日午後1時30分より京都大学楽友会館において開催、(1) 昭和35年度専門講習会(エレクトロニクスと自動制御)の件、(2) 支部経費増額申請の件を協議した。

支部連合大会 電気通信学会、照明学会、日本音響学会、テレビジョン学会各関西支部と共催で、11月26日、27日の両日京都大学工学部において支部連合大会を開催、延約600名の参加者があり非常に盛会であった。懇親会参加者約80名

専門講習会講師打合せ 12月5日午後3時より大阪中央電気クラブで開催、専門講習会講師9名の執筆内容について協議した。

役員会 12月17日午後3時より大阪中央電気クラブで開催、来年度役員候補者推薦の件を協議した。

北海道支部記事

電気四学会連合支部大会 11月25日北海道大学工学部にて開催、一般講演51件があり、参加者は130名であった。なお同日昼食会を催し参加者は23名。

九州支部記事

通俗講演会 11月26日午後1時から宮崎市、歯科

医師会館ホールにて開催、次の講演を行った。参加者工高学生、消防署員等約300名

1. オートメーションの話
 ……………九州大学 大野克郎君
2. 感電と漏電の話……九州工業大学 後藤文雄君
 実験……感電および漏電……九州電力、宮崎支店

東海支部記事

見学会 12月3日午後1時から岐阜市外、川崎航空機岐阜製作所を見学した。参加者59名

事業維持員(12月)

- 入会 川崎製鉄(株)千葉製鉄所、(株)椿本チェーン製作所(1口)
 ○会費口数増加 (括弧内は増加後の口数)(株)明電舎(10口)(株)日立製作所(40口)

正・准員(12月入会)

正員(59名) 浅野八郎、甘粕忠男、栗宮一樹、池田研三、石原準一郎、市橋義一、今泉利緒、大國幸正、大島源衛、大塚 敬、大野敬明、大輪 渡、太田一男、岡部豊彦、開高 覚、金田元四郎、柄沢良造、川上文夫、川崎紀久雄、川林昭郎、久保栄一、小池昭彦、小島 哲、小林幸夫、児島 健、近藤政雄、佐藤 弘、桜井八太郎、島本 貢、菅原 茂、杉崎敬之、鈴木 守、鈴木 満、鈴木宗彦、鈴木祥生、砂野尚正、田中誉三、大栗二郎、高木 浩、高浜敏造、竹内 完、土田 敬、角田健一、中山和人、中山政昭、成田勇三、西沢吉太郎、萩野弘司、橋口清人、浜村忠義、平井 武、福井信夫、真木照正、宮本俊男、森山徳久、和気幸太郎、和田守正、渡辺恒男、渡辺雅夫

准員(56名) 阿曾康夫、浅田清成、荒木 実、伊豆利和、池松良一、宇治川寿一、小野利夫、大瀬克博、太田保彦、岡田恒明、岡本憲治、荻原第一、川村隆、河野正明、クラハン・ワラプッタボン、久保修造、佐々木敬介、坂本 昇、阪口健一、下山和彦、白江宏、鈴木俊男、鈴木光男、曾根 悟、田崎公郎、田中定雄、高尾博治、高崎喜孝、高田 靖、滝川明郎、中島最好、中山政二、永島輝造、仁木 弘、長谷川省朗、平野新一、広沢春任、福家 孝、藤 正顕、藤宮和朗、麓 巖、本城正博、松井利成、松原 巖、三浦哲郎、溝上裕夫、満田猛男、村瀬鉄男、百瀬信正、矢成敏行、矢野昌雄、安田 元、安留 修、柳下昌孝、山中彪生、吉田 稔

調 査 委 員 会 記 事

調 査 研 究 委 員 会

電力技術(委)電気機器技術(委)合同審議会

(12月9日)

励磁系速応度の定義および規格化検討の今後の運営方針を決定した。各委員会より専門担当者および幹事各1名出し、定義の決定より着手することとした。

合同委員会は2か月に1回開催することとなった

電力技術委員会(11月18日)

1. 火力発電懇談会の件

来年初旬に本会および火力発電技術協会主催のもとに東京会館で開催することにした。議事は下記の通り予定した。

戦前の部

- (1) 初期火力の設計・建設・運転
- (2) ボイラ・タービンの設計・製作・建設
- (3) 自家用火力施設の設計・製作・建設・運転
- (4) 朝鮮・満州における火力発電所の建設

戦後の部

- (1) 新鋭火力の設計・建設・運転
- (2) 高温高圧ボイラ・タービン設計・製作・建設
- (3) 新鋭火力導入等
- (4) 自家用火力の設計

2. 専門委員会報告

○送電委 新発足した本委員会は従来の資料の検討を行ない、電線の安全電流の推奨案を作成することにした。

○通信委 CIGRE 14 関係の外国文献等の調査を Base として行ない、電力線搬送用語・電力線搬送の結合装置・電力用通信の施設内容(昭和36年3月現在)をまとめる。

○給電委 今後のテーマについては新委員決定後に考えることにした。

なお、乗松氏より研究(委)新設について提案があり、次回に案を提出してもらうことにした。

電力応用技術委員会(11月24日)

1. 学会75周年記念出版の件は明春具体化する予定であるので、その際各委員に協力してほしいとの説明があった。

2. 電気機器防食専門委員会委員長の件については、再度電試からの適任者推せんを依頼し、もし適任者が得られなければ宗村委員に第1回目の委員長を引き受けてもらうことにした。後者の場合、幹事は電気機器使用者側と製造者側とから各1名ずつ出してもらうこととし、2年後委員会更新のときは使用者側の人

を委員長にしたらどうかということであった。

3. 宗村委員から繊維工業専門委員会が調査を終了して技術報告の原稿をすでに提出し、解散を希望しているとの報告があり、このことを三山委員長から次回運営委員会に報告することにした。

4. 蓮見委員代理森沢氏から本日提出された資料「線路用 AVR の分類・用語・仕様書記載事項・電気的性能試験法(案)」について審議の経過、問題となった点などについて説明があり、さらに需用端 AVR 専門委員会は上記報告の提出と同時に解散を希望しているとのことであった。

上記報告の「線路用 AVR」の「線路用」は送電線などの意味に受け取られるおそれがあるという意見があり、標題および本文中の一部の上記用語を「需用端線路用 AVR」と改めることにした。

5. 昭和36年度版電気工学年報は執筆方針が来月中旬に決定する予定であるので、委員長および幹事のもとで準備して次回相談することにした。

6. 明石記念賞(精密工業に関するもの)、東洋レイヨン賞(工業全般に関するもの)および電気学会各賞(学会誌記載)の候補者の推せんについて三山委員長から依頼があった。

7. 木村委員長に代わって武委員から、製鉄工業専門委員会の活動状況について報告があった。

電波分光専門委員会

(10月25日)

○霜田委員(東大)より「赤外線および光線メーザ」と題し、主に海外の研究の現況が紹介された。

○岡村委員長より本年夏ヨーロッパ諸国をまわっての見聞の中から電波分光関係の事柄が紹介された。とくにミュンヘンで開かれた国際マイクロ波電子管会議とロンドンの URSI 総会での見聞に重点がおかれた。

(11月15日)

○小島委員(教育大)より「プラズマのマイクロ波診断」と題し、プラズマの温度・密度をマイクロ波によって測定する方法の問題点のべられた。

○小笠原委員(都立大)より「強磁性共振器とその応用」と題し、共振モードの観点からみて、フェライトによるフィルタ、リミタ、パラメトリック増幅器などが分類され、論議された。

(12月13日)

○植松委員(早大)より、強磁性パラメトリック増幅器の研究の現状が、主にポンプ電力を減らす観点から紹介された。

○本委員会発足以来の研究発表の分野別動向を調査した結果が杉浦幹事より報告され、学会技術報告とし

て出版することに決定した。

○津谷委員（東北大）ならびに植松委員（早大）より、今冬ニューヨークで行なわれた 4th Conference on Magnetism and Magnetic Materials における研究発表が紹介された。

電子回路部品専門委員会（11 月 22 日）

○福井氏（ソニー）より「エサキダイオード、シリコントランジスタ」について、特性・使用法、それに使用すべき電子回路部品などについて説明があり、質疑応答があった。

○高野氏（東芝）より「放射線を照射した部品の影響」という題目で、コンデンサ・抵抗器にコバルト 60 から出る γ 線を照射した結果の報告があり、それについて質疑応答があった。

電子管専門委員会（11 月 22 日）

○シンポジウム

「1959 年度の送信管の現状について」

大島 正雄氏（東芝）

講演の後質疑応答があり、同氏から最近アメリカを視察してきた報告として、主として Super power tube 関係の製造技術面の開発研究の説明があった。

電子管材料専門委員会（11 月 24 日）

セラミックについて 石川氏（東芝）

「Ti-Ni 合金化法によるセラミックシール」

室松氏（通研）

両講演にもとづいてセラミック関係の検討を行なった。

トランジスタ専門委員会（11 月 22 日）

○つぎの審議を行なった。

(i) IEC からの諮問事項である高周波等価回路の検討, (ii) ひずみの技術報告, (iii) 高周波等価回路の現状, (iv) Cc 測定の誤差について, (v) メサトランジスタ持ち回り試料の測定結果

直流機専門委員会（11 月 21 日）

○昭和 36 年 4 月の連合大会シンポジウムに「直流機の整流子荒損について」と題して、一木利信氏（日立）に講演を依頼することとした。

○直流機の整流子荒損についての文献の抄訳をもちよって討議した。

○稲垣純平氏（東芝）の現在までの研究結果も発表され、討議が行なわれた。

誘導機専門委員会（11 月 22 日）

○誘導機の漂遊負荷損について

磯部委員より回転子みぞ数と漂遊負荷損との関係について実測結果の報告があり、守田委員（代理藤野氏）より漂遊トルクについて発表があった。それぞれさらに実験を進め、すべり $S=1.0$ における漂遊損のあり方を研究することになった。

○誘導機の騒音について

AIEE 回転機騒音測定規格に関する意見を守田 栄氏（東芝）に聞き、そのうえで審議を進めてゆくこと

となった。

○連合大会シンポジウムとして「漂遊トルク」と題して藤野氏（安川）を推せんすることに決定した。

配電専門委員会（12 月 10 日）

○柱上変圧器の長期経済運用計算

関西電力で Facom 128 により計算した結果が発表され、これについて種々検討された。

○継電器式電気計算機を用いた無効電力配分の計算
海津委員より Facom 128 で計算した結果が発表され、これについても種々検討された。

○配電系統の最適設計としての配電系統における電圧調整

関西電力委員より米国文献が紹介された。

耐熱区分専門委員会（12 月 16 日）

○「絶縁材料の耐熱区分」（技術報告原案）の最終的検討

○「各種積層品および成型品の耐熱性試験」

（技術報告 第二次案の審議）

○メラミン樹脂類についての追加試験結果の報告および討議

電力用通信電源専門委員会（11 月 28 日）

British Standard によるエンジン馬力補正についての説明があった後、前回に引き続き幹事（案）をもとにして EMG 方式（仮称）交流無停電電源装置の仕様基準案の討議を行なった。前回と同様意見の交換が主で、決定をみたものは少なかった。しかし、今回でこの方式による電源装置の意見が一応出揃ったし、一通りの検討が終ったので、幹事の発案により 12 月 22・23 日の 2 日間で東京近在の電力会社とメーカーの委員が集って EMG 方式の最終（案）を作成することになった。今回はこれを審議することとした。

高電圧試験専門委員会ケーブル試験小委員会

（11 月 17 日）

○内外におけるケーブルの規格の説明が各電力会社・幹事側より行なわれた。

○ケーブルの高電圧試験に関係するケーブル絶縁体のインパルス、交流、中間周波などの特性に関する試験が提出資料をもとに行なわれた。

○ケーブルのインパルス試験の考え方につき全委員活発な討議が行なわれた。

電子式プロセス制御専門委員会（11 月 22 日）

○前回に引き続き調節器の P.I.D. 調整値の調査表（案）の内容を審議した。まず調査表原案提出者の増淵委員より内容説明があり、各項別審議の結果、改訂案がまとも次回に委員長より提出される運びとなった。引き続き調査表送付先名簿の一部が幹事より提出された。

需用端 AVR 専門委員会（11 月 21 日）

○線路用 AVR の分類・用語・仕様書記載事項・電氣的性能試験法の最終案が提出されて、この審議を行なった。

〇二、三の訂正事項を改めて、電力応用(技)委に提出、報告の予定である。

核融合専門委員会(11月22日)

小沢委員より、プラズマ振動の分散関係、プラズマ振動のモード解析、プラズマ振動の不安定性に対する電解その利用についての研究報告が行なわれ、各委員より討議を行なった。

〇森(茂)委員よりアメリカの核融合事情の視察報告が行なわれ、アメリカでは光学測定の研究が盛んになっていること、DCXの解離度を上げる工夫、Cusp装置の粒子損失を少なくする磁場の配置の研究、真空装置に対する新しい技術などについての話があった。

原子力発電所制御専門委員会(12月15日)

「沸騰水炉の動特性および制御」(仮称)の技術資料編集に関する第1回読み合せを行なった。

電 気 規 格 調 査 会

電気用語標準特別委員会(12月7日)

〇給電用語の今後の審議方針を協議した。

〇湿気に関する用語(案)に関し、学術用語集などとの関連を調査した結果が百田幹事より報告され、ひきつづき内容に関する審議が行なわれた。問題点に関し、原案を作成した絶縁材料湿度特性専門委へ山田委員長から再検討を依頼する書簡を出すこととした。

〇放射線に関する用語(案)の今後の審議方針を協議した。

〇JEC-125(断路器)中、標準用語としてとりあげる項目について審議した。

シンボル標準特別委員会(11月29日)

従来審議された内容を整理した電気用シンボル(改正案)につき基本シンボルおよび電力用シンボル(Ⅱ1回転機よりⅡ6電力用接点)の審議を行なった。

(12月16日)

前回に続いてシンボル改正案(35年10月)の審議を行なったが、一応印刷の誤りを修正の上次回審議を続けることとし別冊の原本を用意することとした。

〇IECの照会については“意見なし”の回答をすることとした。

最大需用電力計標準特別委員会(11月21日)

〇第1回の委員会開催にともない、委員長に池田三穂司氏、幹事に小林茂雄氏、幹事補佐に石塚、細江の両氏が選出され、また特別参加者として鶴居、渡辺の両氏が依頼された。

〇まず根本方針を決めることとなり、(i)時限、(ii)階級および使用範囲、(iii)デマンドの定義、(iv)累算表示式、(v)印字形、(vi)記録形、(vii)2回路総合、(viii)現行JECの処置、について討論を行ない、その結果幹事会を構成して、そこで規格案の骨子を作成することになった。その結果を元に再び本委員会が審議することになった。

最大需用電力計標準特別委員会幹事会(12月13日)

〇規格案骨子の作成

適用範囲、構造および特性全般にわたり規格作成の問題点について検討し、規格案骨子を作成した。とくに適用範囲、需用の定義、積算形の積算電力計部分の具備条件などについて詳細に検討を行なった。

積算無効電力計標準特別委員会幹事会(11月21日)

〇鈴木委員長の退任にともない、池田三穂司氏が新委員長になった。

〇「積算無効電力計の計量装置定格値および使用温度についての問合せ」の集計結果について資料の説明が行なわれた。

〇積算無効電力計規格第一次改訂案について逐条審議を行ない、そのうち 1. 総則、2. 用語の意味の審議を終了した。

同期機標準特別委員会(11月21日)

〇水素冷却機の温度上昇限度を審議した。

基準周囲温度の限度は水素圧力 0.05 kg/cm^2 で 40°C 、 1 kg/cm^2 で 44°C 、 2 kg/cm^2 で 46°C である。

〇銘板に絶縁の種類を記録することにした。

定格が2種類以上ある場合は銘板記載事項の対応を示すことを規定した。

〇自励交流発電機は時期尚早のため今回の規格には詳細な規定を省くこととした。定格出力中には励磁に要する電力も含むこととした。この結果、実際に負荷に供給しうる電力は励磁に要する電力に相当する分だけ定格出力よりも少ないことになる。

気中しゃ断器小委員会(12月2日)

第一読会 4章 定格の各項審議

定格電圧関係 交流の500Vという定格も必要ではないかという意見、また直流750Vおよび1,500Vの定格は最高許容値でないのかおかしいと意見があり、次回再検討することとする。

定格電流標準値については、幹事側で各社提出資料を次回まで一つの表にまとめ、それにつき審議することにする。

定格しゃ断電流については、交流の場合、測定時点と電流算出方法、ならびに標準値につき審議した。次回まで各社意見をまとめ、再審議することとする。

高速度しゃ断器標準特別委員会(12月13日)

第三読会決定事項(高資 No. 171 A~B)の正したものの、第三読会決定事項(高資 No. 178)について訂正点についての説明および審議。

試験電圧標準特別委員会絶縁試験法小委員会

11月30日)

B委員会では、JEC-107の改正のために必要な文献調査と、また改正案(とくにこの日は陰極線オシログラフの項)につき審議を行なった。

つぎにD委員会では、交流電圧試験法(一般規格)案を作成、審議を行なった。

技術革新の新春に贈る最新版!!

新しいデータで
要領よくまとめた
産学提携をうたう
新時代の必携書

電気鉄道 (改訂版)

A 5判美装 330 頁
定価 420 円 千無料

電気材料 (改訂版)

A 5判美装 334 頁
定価 460 円 千無料

電気応用計測

A 5判上製 320 頁
定価 440 円 千無料

講座の詳細は、「入学案内」でご覧下さい。「案内」は申込次第お送りします。

第1講座 電気理論

- (1) 電気磁気学 380頁 価400円
- (2) 電気回路論 348頁 価400円
- (3) 過渡現象論 332頁 価400円
- (4) 放電現象 240頁 価280円
- (5) 基礎電子工学 230頁 価330円
- (6) 原子物理学・物性論 213頁 価280円

第2講座 電気磁気測定

- (7) 電気磁気測定 I 240頁 価290円
- (8) 電気磁気測定 II 330頁 価400円
- (9) 電気磁気測定 III 405頁 価450円
- (10) 測定値の取扱法 184頁 価220円
- (11) 電気応用計測 320頁 価440円

第3講座 電気機械工学

- (12) 直流機 348頁 価400円
- (13) 変圧器 252頁 価290円
- (14) 誘導機 370頁 価430円
- (15) 同期機 342頁 価420円
- (16) 水銀整流器 360頁 価410円
- (17) 特殊機器 256頁 価300円
- (18) 遮断器・開閉器 312頁 価380円
- (19) 電機設計概論 242頁 価290円

第4講座 発電電工学

- (20) 変電工学 368頁 価430円
- (21) 水力編 I 266頁 価330円
- (22) 水力編 II 422頁 価490円
- (23) 原子力発電 I 371頁 価480円
- (24) 原子力発電 II 361頁 価460円

第5講座 送配電工学

- (25) 送電編 I 268頁 価300円
- (26) 送電編 II 268頁 価300円
- (27) 送電編 III 362頁 価400円
- (28) 配電編 342頁 価350円

電気学会大学講座

第6講座 電気材料と高電圧工学

- (29) 電気材料 I 266頁 価330円
- (30) 電気材料 II 272頁 価330円
- (31) 高電圧工学 I 320頁 価330円
- (32) 高電圧工学 II 240頁 価280円

第7講座 電気鉄道

- 33) 電気鉄道 I 202頁 価250円
- 34) 電気鉄道 II 314頁 価400円

第8講座 電力応用

- 35) 電熱工学 270頁 価330円
- (36) 電力応用 I 324頁 価380円
- 37) 電力応用 II 280頁 価320円

第9講座 電気関係法規と電気施設管理

- (38) 電気関係法規概説 310頁 価380円
- (39) 電気施設管理 380頁 価430円
- (40) 電気工作物規程 322頁 価100円
- (41) 電気工作物規程解説 386頁 価320円

第10講座 電子工学

- (42) 電力用有線通信 456頁 価500円
- (43) 電力用無線通信 420頁 価480円
- (44) トランジスタ 328頁 価380円
- (45) 自動制御 352頁 価400円

第11講座 電気数学

(開講準備中)

工高講座

- I 電磁事象 I (組合版) 価340円
- II 電磁事象 II (組合版) 価430円
- III 電気計測 (組合版) 価360円
- IV 電気機械 I (組合版) 価380円
- V 電気機械 II (組合版) 価430円
- VI 送電・配電 (組合版) 価430円

電子・通信

60 余名の権威陣により基礎科学から最新技術を網羅した一大体系！

工学講座 全 13 巻完結

〔編集委員〕

東京工大教授 工学博士 川上 正光

日本電々公社 通信研究長 喜安 喜市

東北大学教授 工学博士 永井 健三

東京大学教授 工学博士 森脇 義雄

〔各巻〕A5判・約 300 頁・分冊函入

各巻定価 480 円

全巻揃 6240 円 分売もします。

〔1 巻〕半導体工学・人工結晶と応用・メカニカルフィルター・新しい絶縁物とその応用〔2 巻〕能動回路の基礎と応用・ディジタルの回路素子と基礎回路・シミュレータ・立体音響〔3 巻〕分布定数回路網の構成・極超短波見通し外通信・ディジタルテープ録音・電子写真技術〔4 巻〕金属間化合物とその応用・移動無線通信・マイクロ波とミリ波の固体電子装置・電子交換・予約機械〔5 巻〕トラヒック理論入門・オートマートン入門・記憶装置・電子計算機と通信機による経営のオートメーション化〔6 巻〕情報伝送・物性とマイクロ波・アナログ計算機の実用・トランジスタの回路部品・プリント配線〔7 巻〕電子物性論入門・ミリ波の電子管・非可逆マイクロ波回路・放射線の計測〔8 巻〕マイクロ波を利用した航空用航法装置・ディジタル表示・工作機械の数値制御・ディジタル変換と記録・超音波の新技术〔9 巻〕電子・通信数学・双対と類推・伝送の理論・磁性体〔10 巻〕近似と構成・光電変換装置・ディジタル回路の数学・〔11 巻〕誘電体と応用・電子計算機・プロセス制御・機構部品〔12 巻〕情報の検出とアナログ変換・可変定数回路論・トランジスタの回路・ミリ波の測定・電子管式交流計算盤〔13 巻〕回路の応答・ビデオテープレコーダ・ミリ波の伝送・無線遠隔装置

東京都神田局駿河台・電話東京 (291 局) 7121 代表・振替東京 57035 番

共立出版株式会社

TATEISI

華々しく国際舞台に進出する！

形TYYゴールド・タイマ

新商品

独特の無接点方式による
AC タイマ

☆ 超 小 形
☆ 高 精 度
☆ 長 寿 命

ほかに無接点近接スイッチ、タイム・リレー、
マグネット・リレー、マイクロ・スイッチ、誘
導形保護継電器、制御盤など製作



cm 10cm

カタログ
電卓



立石電機

継電器・自動制御

立石電機株式会社
京都市右京区花園土堂町 1039 電 44 5181

立石電機販売株式会社
大阪市北区堂島新大阪ビル 9 階 39 電 55 8571
東京都大手町産経ビル別館 4 階 39 電 03 5864
名古屋駅前トヨタ・ビル 9 階 39 電 55 5437
福岡市中島町 4 6 3 9 電 2 7226

電気絶縁

新刊
発売中

設計・製作・保守の理論と実際を詳述した決定版

著者 G. L. モーリス 著
訳者 安 弘 訳
A 5判・76頁・472頁
1300 円 55 円

絶縁材料自体の性質についての書物は数多く出ているが、直接設計者・製造関係者や使用者の立場に立って、材料と絶縁法を全てを実際に役だつよう書いてあるのは本書が初めてである。しかも基礎事項を詳しく説明し、その物理的意味を十分理解させるよう努めているので初級者にもわかりやすい。

絶 縁 発 売 中 !!

技術論文の書き方

四六判 408 頁・650 円・55 円

雑誌記事・カタログ・取扱説明書・社内報告書等

書ける技術者は成功する!! — 報告書をうまく書けば主役に認められ、わかりやすい取扱説明書は製品の売れ行きを倍加させます。

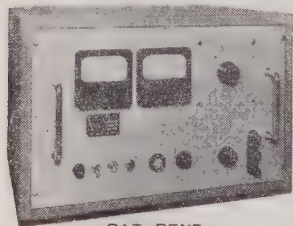
近代科学社

東京都目黒区下目黒一三三
販売・東京七六二五

オールトランジスタ 安定化低圧直流電源

新 製 品

TP 030-10型



PAT. PEND

この他製造中のものは次の通りです。
掲載誌御記入の上カタログ御請求下さい。

入力電圧 AC 50~60 ∞ 90~105 V
出力電圧 DC 0~30 V 連続可変
出力電流 最大連続負荷 10 A
電圧変動 電源及び全負荷変動に対し 100 mV 以下
リップル 5 mV 以下
過電流安全装置付
寸法・重量 520×340×360 41kg

型 式	出力電圧	出力電流
TP 025-5	0~25VDC	0~5 A
TPM 025-02	0~25VDC	0~200mA



株式会社高砂製作所

営業部 川崎市三子 662
TEL (701) 4391
(048) 3883
(048) 4111



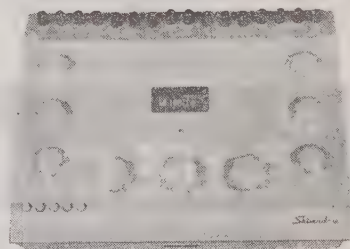
Shimadzu

あらゆる産業の生産性を高める
島津オートメーション計器

最高の精度・やさしい測定

現字式

万能直流電位差計
ブリッジ



ひと目で読める測定値

PD形 現字式万能直流電位差計

測定範囲：高域0-1.61V、中域0-0.161V、低域0-0.0161V、倍率器による最高範囲322V
許容差：高域 $\pm 0.01\% + 20\mu V$ 、中域 $\pm 0.015\% + 3\mu V$ 、低域 $\pm 0.015\% + 0.5\mu V$

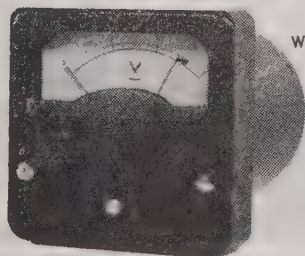
BD形 現字式万能直流ブリッジ

測定範囲：100-0.01m Ω 、100-0.01 Ω 、100-0.01K Ω 、100-0.01M Ω
最小測定範囲：m Ω の小数以下3位

株式会社島津製作所

本社 京都市中京区河原町二条南
支店 東京・大阪・福岡・名古屋・広島・札幌

小型メーターリレー



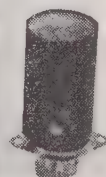
WR-65N型

60×60×80



WO-3型

40×50



WO-5型

25×40

原理 メーターリレーは可動コイル型の計器リレーで直流の電圧電流で動作させる外整流器と組合せ交流で熱電対と組合せ高周波で光電池と組合せ光で動作できます。

用途 真空管回路の保護、電源電圧の自動調節、温度、回転数、過負荷、周波数制御の外火災警報、機器絶縁異常警報、その他広く使用できます。



渡辺電機工業株式会社

東京都渋谷区神宮通二ノ三六番地
電話 青山(401)2281・6141-4

日本で初めての



爆発強度試験と爆発引火
試験で保証する

耐圧防爆形

耐圧防爆形200W直付灯



耐圧防爆形12回路電灯分電盤

白金式

耐圧防爆形照明

白金式防爆形主要製品
照明器具（パイプ吊、ブラケット、直灯）
ハンドランプ、投光器、探見灯、コンセンド
並に 点滅器、電灯分電盤（2～20回路）
刃型開閉器（30, 60, 150, 200, 300A）
ジャンクションボックス、ジョイントボッ
クス、プルボックス、シーリングフィッ
ティング、ユニオンエルボー、コムパウンド

並に

防爆形配線装置



白金式 伊東電機株式会社

本社並に 東京都港区芝三田四国町16
防爆研究所 電話（451）代 4191～4番
工場 東京都港区芝三田四国町2の4



新製品！

実験室・研究室に最適！

電子管式記録計

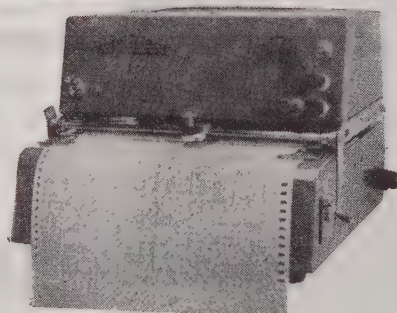
バリコーダ VR-100型

特長

- 入力抵抗が大きい ●零点調整全域
- 追従速度が速い ●制動状態調整可能
- 送り速度3段切替式 ●小型・軽量・安価

◀営業品目▶

交直流定電圧装置 TV用各種測定装置
電子管応用計測機器 電子管式自動温度
調節装置

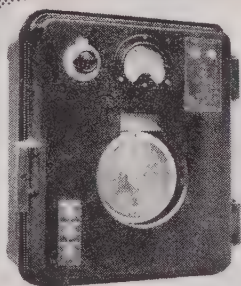


本社・工場 京都市中京区西ノ京上合町17
電話(84)4396～4398(82)0395～0396
東京サービスステーション 東京都千代田区神田司町2-15
電話(231)2236

日本電気機材株式会社

千野の

電位差計式 自動温度調節計



○型 式：175

○測温範囲：0～1,600℃

○対時昇降機構付

5℃～500℃（20段階）

○電気炉、加熱炉、熔融炉、コークス炉等
各種の温度制御に最適です。



株式会社 千野製作所

東京都板橋区熊野町32 電(961)5285(代)～9
出張所：小倉市大坂町1～11 電(5)4250

オートメーション化には、優良AVRを!!

防衛庁各自衛隊指定納入品

日・米・独特許

定電圧

の御相談は
我国唯一の 各種AVR
総合メーカーへ

あなたの優秀なる御設計には……………次の何れかが……………必ずミートします。

摺動型→TH型→周波数の影響なし、波形歪みなし、精度±1%以内、応答5秒以内	200kVA迄
→TB型→同上、同上、精度±1%以内、応答4秒以内	200kVA迄
→MR型→同上、同上、精度±3%以内、応答10秒以内	5kVA迄
磁気増幅型→MA型→46%～61%、歪率5%以内、精度±0.5%以内、応答10%（0.2秒）以内	50kVA迄
→TM型→46%～61%、歪率5%以内、精度±0.5%以内、応答5%以内	5kVA迄
電子管型→TR型→46%～61%、歪率5%以内、精度±0.1%以内、応答1%以内	5kVA迄
鉄共振型→FS型→47～51、57～61%、精度±2%以内、応答1%以内	5kVA迄
誘導型→ID型→46～51、56～61%、歪率10%以内、精度±2%以内、応答30秒以内	200kVA迄
定電流装置→CS型→46%～62%、精度±1%以内、応答1秒以内	5kVA迄
発電機用型→FR型→47%～61%、精度±2%以内、応答約1秒	500kVA迄
電気炉自動制御装置→弊社のAVRを使用し、高性能、高効率、低廉なる自動温度調節装置	200kVA迄
整流装置→SR型→電圧及周波数の変動する交流電源から、電圧精度±1%以内の安定した直流を得られる。	
瞬時制動モーター→バッテリーの代用又はバッテリーの浮動充電用其の他の直流電源	
瞬時制動モーター→起動トルク…大、3%（1/6秒）以内に瞬時停止並に逆転、起動電流…小、サーボモーターに最適	

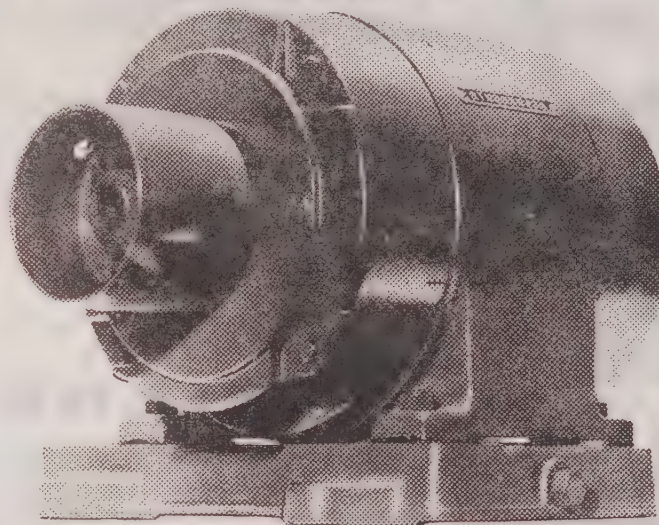


桂川電機株式会社

〔型録贈呈〕

東京都大田区矢口町418番地
TEL (731) 0181 (代表)～5

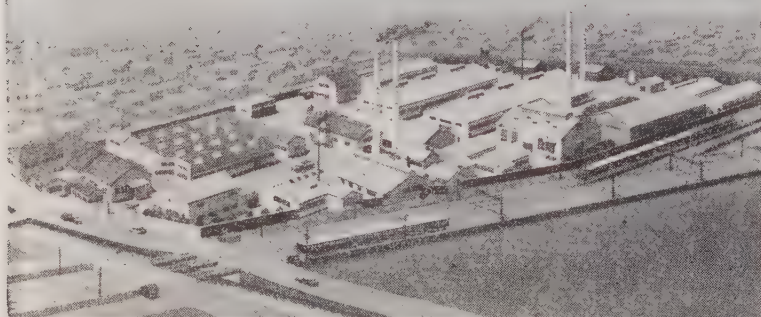
グンと進んだ新型モートル!



- 全合成樹脂絶縁方式
日本では初めて、しかも熱に一段と強く、湿気にも耐え寿命は半永久的。
- 特殊な広巾シールドベアリング
ゴミの侵入と、グリースの洩れをふせぎ、長期間運転できる。
- 国際規格の新型
さらに小型で軽く、取り付けに互換性がある、とても便利。

松下電器産業株式会社

ハイカーコルク



変圧器及

油入遮断器用

パッキング

(型録贈呈)

創業明治 29 年

JIS 表示工場
No. 2948

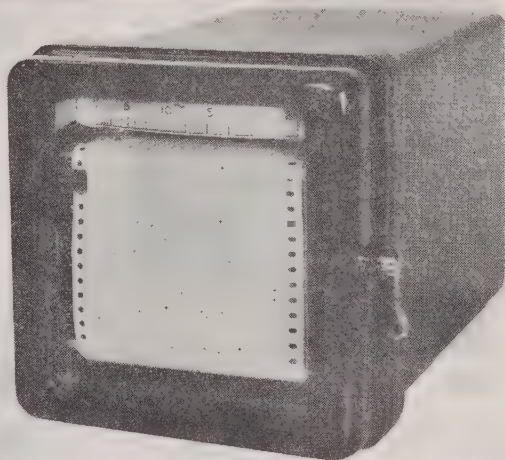


永柳コルク工業株式会社

本社 東京都墨田区寺島町4丁目25番地 (東武線 曳船駅前)
電話 東京 (611) 代表 5111・5110-9

小型記録計

富士機器の



温度・電圧・電流・其の他各種の測定記録に・又図示パネル用計器としても最適です。

性能 ①大きさ 130 mm 角 奥行 217mm ②重さ 約 3 kg ③記録方式 熱ペン式 ④記録紙有効巾 70mm 記録紙 1 巻 10 日間有効 ⑤記録紙速度 1 時間 25mm/h ~ 75mm/h ⑥感度 50 μ A 又は 20 mV 以上 (フルスケール) ⑦使用電源 AC 100 V 50 \sim or 60 \sim 6 W ⑧真空管等は使用せず



販売 富士電機製造株式会社 製造 富士機器株式会社
本社 東京都千代田区丸の内 2 丁目 6 番地 (旧社名 コス測定器株式会社)

サーミスタ

温度測定、温度制御、トランジスタ
温度補償、超高周波電力測定、発振
器振巾安定、通信回路自動利得調整、
継電器動作遅延、サージ電流抑制用
その他

最も安定度の高い 石塚電子の半導体製品

火花消去に
シリスター
(SiC バリスター)

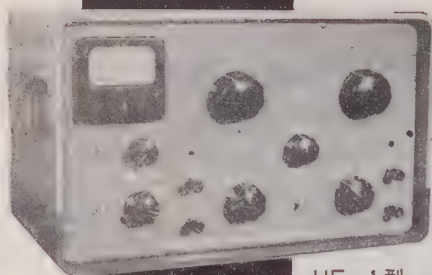
(カタログ進呈)

火花消去、サージ電圧抑制、
定電圧用 その他



石塚電子株式会社

東京都江戸川区小岩町 2 の 29 番 1 号 代表 電話 江戸 0571-0633 番



UF-1 型

特徴・性能

- カットオフ周波数は $\frac{1}{2}$ オクターブ毎にHP 36点、LP 36点が独立して切換えられる。
- 入力インピーダンスが高く整合を要しない。2 M Ω 不平衡
- CR方式のため周波数範囲が広くカットオフ周波数を切換えても特性が変化しない。 $\frac{1}{5} \sim 10,000\%$
- 遮断特性とSN比がよい。40dB/oct, 80dB
- HP、LPを分離して歪率を測定できる。
- 小型、軽量。410×250×250 mm 13 kg

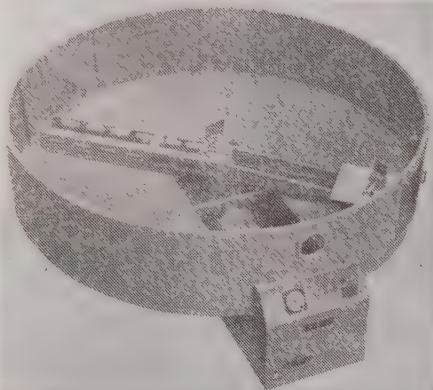
ハイパス、ローパス、バンドパスで使える

JEIC 万能フィルター

日本電子測器株式会社

東京都中央区月島西仲通10ノ7 電話東京(531)0101(代)

75g-1500型 加速度試験機



1. 最高 75g までの加速度試験ができる。
2. 8 個のスリッピングがつけてあって旋回中の供試品と電気的結合を保つことができる。
3. パノラマミラーによって、旋回中の供試品を停止状態で見る事ができる。
4. 旋回腕が一種の悍秤となっていて、平衡重錘をハンドルで移動することによって、完全に旋回腕の平衡をとることができる。従って遠心力による旋回腕の変形、切損という危険は全くないようになっている。
5. 旋回半径 1.5 m, 駆動電動機 3.7 kW, 三相超分巻電動機, 遠隔操作盤, 防御用垣根。

(写真は日本電気(株)殿納入品)

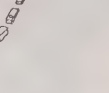
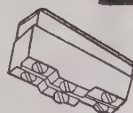
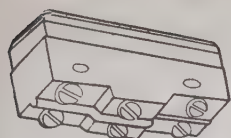
その他の製品…180 JAN 型高衝撃試験機, 松平式振動試験機各種, 振動衝撃試験機
加速度試験機, 加速度計, 4456-20 型砂・鉛式衝撃試験機, 空盒, 酸素呼吸器等

本社 東京都千代田区神田神保町 1-63 (共益ビル2階)
電話 (291) 2884 (代表)
工場 東京都足立区千住緑町 2-33
電話 (881) 3995

伊藤精機株式会社

世界に燦然たり……

1960年



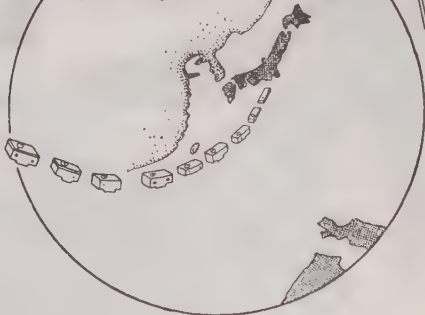
日本の技術
が生んだ

革新

技術

世界で最初
にして唯一

2極マイクロ スイッチ群



日本開閉器工業株式会社

東京都大田区馬込東3-644

TEL 東京(771) 8841~2-8379

特徴と性能

この二極マイクロスイッチは本邦に於いては勿論、又その品種に於いては従来の単極の基本型と同一に絶ゆる品種が完成致しましたことは世界でも最初の画期的なものです。この成功の理由は本音が「応差の動き(M.D.)」に於いて外国品の欠陥(応差の動きが大きいこと、これは二極マイクロスイッチが海外に於いても、国内に於いても普及されない理由の一つと考えられます)を完全に除去したことと、これは正しくマイクロスイッチの革命的分野への警明とまで云われる理由です。そして更に特徴は次の如く追加されるのです。

- (1) 外寸、取付位置は単極基本型と同一
- (2) 機械的寿命は50万回以上、接点間隔は従来の単極品より広い
- (3) 動作力、応差の動きも単極型と同一
- (4) 単極品を2ヶ並べて使用するのと違いスイッチの投入、切断は2回路同時
- (5) 規格

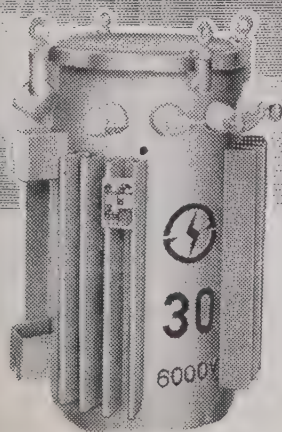
耐圧	1000 V.	A. C. 一分間
絶縁抵抗	500 V.	1000 MΩ以上
動作に必要な力	(O. F.)	300~450 g
動作迄の動き	(P. T.)	0.5 MAX
動作後の動き	(O. T.)	0.13 MIN
戻りの力	(R. F.)	114 g MIN.
応差の動き	(M. D.)	0.01±0.15

電流量 125・250 V., 10 A. A. C.

卓越せる技術の結晶

主要製品

巻鉄心変圧器・電力用変圧器
各種特殊変圧器・ネオン変圧器
配電用機器・小形モーター

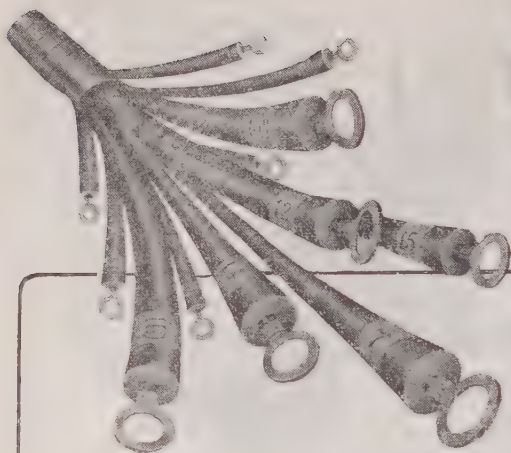


アイチのトランス



株式会社 愛知電機製作所

本社 愛知県春日井市松河戸町3880 電(春日井) 2131
東京支店 東京都港区芝田村町4の3 電(431) 0646・6206
名古屋支店 名古屋市中区水筒先町2の2 電(4) 9586
大阪支店 大阪市東区淡路町4の25 電(26) 9247



KCC WIRE MARKERS

ケーシーシー ワイヤー マークの用途

各種計器内部結線附号標字に……

各種配電および自動制御盤裏面配線の結線に……

発・変電所又は機械器具等の自動化による配線の結線に……

電話局線又は信号回路等の結線附号のマークとして……

テレビおよび工作機械電気配線標字マークに……

電気計算機用配線に……

作業上の利点

従来の配線附号をつけるには「アルミ板」「ファイバー打抜き板」等に数字又は英字マークを打って電線に押きまたは麻糸などで付けておりましたが非常に手間を取り且また誤りを生じ着した附号のとれて後の点検等に非常に作業またメンテナンスの不便を生じていましたがKCC WIRE MARKERはそれらの不便を取り去り誤りをなくして仕上りも美しく一見して判明しメンテナンス等でも非常に楽になり且コストを安く出来ますので是非とも御推奨致します。

●カタログ贈呈

自動制御部品発売元

株式
会社

ケーシーシー 商会

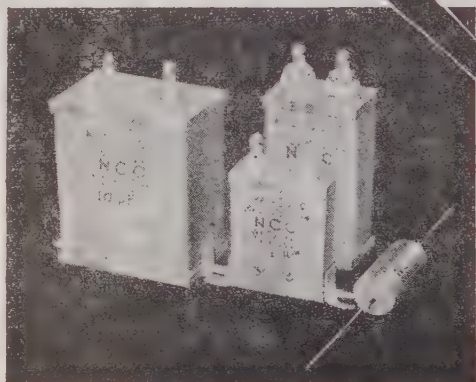
神戸市灘区灘北通4丁目71 電話 神戸 ⑧ 6258番

NCC

エレクトロニクス・オートメーション用

高信頼度・高性能の

NCCコンデンサ



(カタログ贈呈)

- NCC MP コンデンサー
.01 μ F-100 μ F 150-700 V
- NCCPH オイルチューブラー
.001-0.5 μ F 400 V-10 KVDC
- NCC シルバード マイカドン
IPF-0.01 μ F 1000 TVDC

NCC

JIS 表示許可工場

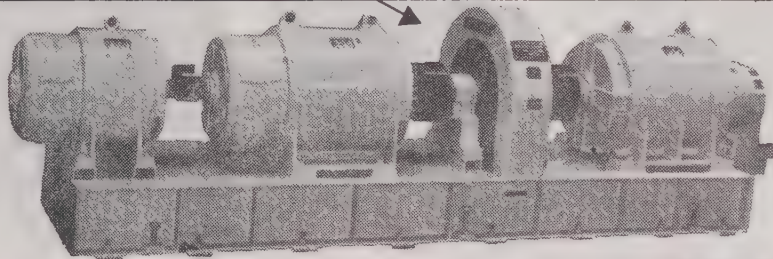
松尾電機株式会社

本社 大阪府豊中市洲到止124
電話 大阪 (39) 0828・0829
東京営業所 東京都千代田区神田淡路町2の6
電話 東京 (291) 4448~9

Densei の
主要製品

電話用電源装置 自動電圧調整器
予備電源装置 デンセイ送風機
無停電電源装置 デンセイシンクロ電機
定周波定電圧電源装置 デンセイ家庭電器品

最も多く使われている電子計算機用クレーマ定周波電源



日本電氣精器株式會社

本社及向島事業所 東京都墨田区寺島町3-39 TEL. (611) 4111-9 / 大阪営業所 大阪市北区伊勢町34 (日清ビル)
名古屋営業所 名古屋市東区久尾町5-9 (住友商事ビル) / 札幌営業所 札幌市北八条西1-1 / 福岡営業所 福岡市天神町58 (天神ビル)



高周波絶縁碍子

ボンレックス

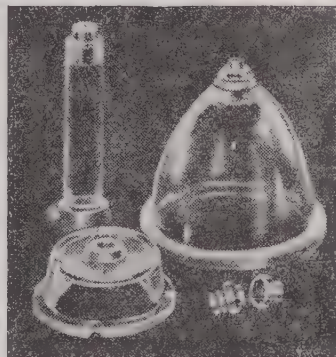
アメリカ無線界ではパイレックスを

日本ではボンレックスの御使用を

ボンレックスの用途 無線 有線電気通信機器用 ◎ 原子力平和利用 各種器碍子



最近欧米各国で電話通信線用に使用されている高周波絶縁碍子



株 式
会 社

ボン碍子製作所

カタログ
定価表呈

東京都千代田区神田松永町19番地松永ビル TEL (251) 8894番

クテリオン

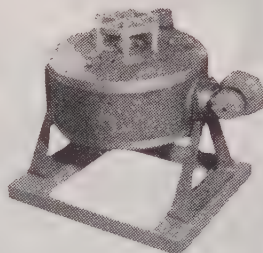
V 型振動試験機

用途

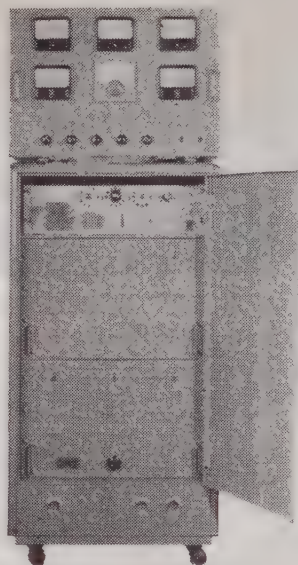
- ① 航空機、ロケット、自動車等の機構体解析
- ② 電子機器および部品等の振動試験
- ③ 各種物体の共振周波数の測定
- ④ 各種物体の振動姿勢の測定
- ⑤ 各種物品、材料の疲労試験
- ⑥ ダンピング特性の測定
- ⑦ 構造物の振動試験
- ⑧ 液体の乳化、攪拌、混合
- ⑨ その他、各種の振動試験全般

特徴

- ① 振動数が広範囲に連続可変出来ます。
- ② 振幅を任意に調整出来ます。
- ③ 取扱が容易で可搬型ですので何処へでも移動出来ます。
- ④ オートサイクリングが可能です。
- ⑤ 騒音が有りませんので耳による不良箇所の摘出が出来ます。
- ⑥ MIL、NDS、JIS、の振動試験全部が可能です。
- ⑦ 加速度、振幅、速度メーターで直読出来ます。
- ⑧ 記録された振動の復元試験が出来ます。
- ⑨ 共振機に比べ共振点の測定には最適です。



VB-10型



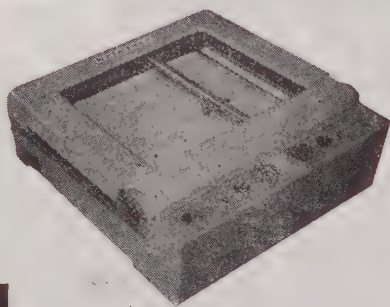
V-500型

帝國電波株式会社

本社 東京都文京区白山前町44 TEL (921) 8145 (代) - 9
 工場 埼玉県坂市上町4-3311 TEL (0889) 4576 (代)

X-Yレコーダ

405型



特長

1. 記録面 : 有効記録面が大きい
2. 記録速度 : 最大速度50 cm/sec
3. 最高感度 : 0.5 mV/cm (両軸共ペンの動きに対して)
4. 分解能 : フルスケールの0.1%以内
5. 記録面の傾斜 : 記録面は水平及び25°, 50°, 75°の4段に換えられる。

営業品目

ペン書きオシログラフ
 ペンガルバノメータ
 X-Yレコーダ
 MA 型
 MA-PA型
 CH 型
 CL 型
 外 各種直流増巾器

本社：工場 東京都品川区東大崎1-866

TEL 東京 (491) 1966・3250・3852・8827

大阪出張所 兵庫県尼崎市東富松字大除溝

TEL 大阪 (48) 6860

西日本代理店 富士物産株式会社

広島県広島市横川町2

TEL 広島 (3) 2144・1888

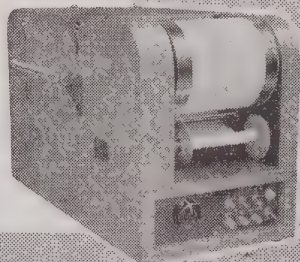
(株) 渡辺測器製作所

共和の電磁オシログラフとオシログラム自動現像機



営業品目

抵抗線歪計
抵抗線歪測定器
抵抗線式トルクメーター
圧力計、荷重計、変換器等
加速度計、馬力計等
カールソン型計器
電子管式自動平衡計器



MA型電磁オシログラフ

1. 電源は交流、直流共に使用可能
2. 暗室不要で白昼連続撮影可能
3. C、F型は、ガルバ系統が高電圧(3000V 1分間)に耐える

OD型オシログラム自動現像機

1. 小型で取扱が簡便かつ暗室不要
2. 現像むらのない均一な調子に仕上がる
3. 現像後データの長期保存にも水洗不要



共和無線研究所

本社
大阪出張所
名古屋出張所
福岡出張所

東京都港区芝西久保明舟町19
大阪市北区宗是町10(中之島ビル内)
名古屋市中区岩井通り4の3(マスマビル内)
福岡市官内町25(官内ビル)

電話東京(501)代表2444番
電話土佐堀(44)0058・0059番
電話南(32)2596~8番
電話福岡(3)5565・6390番

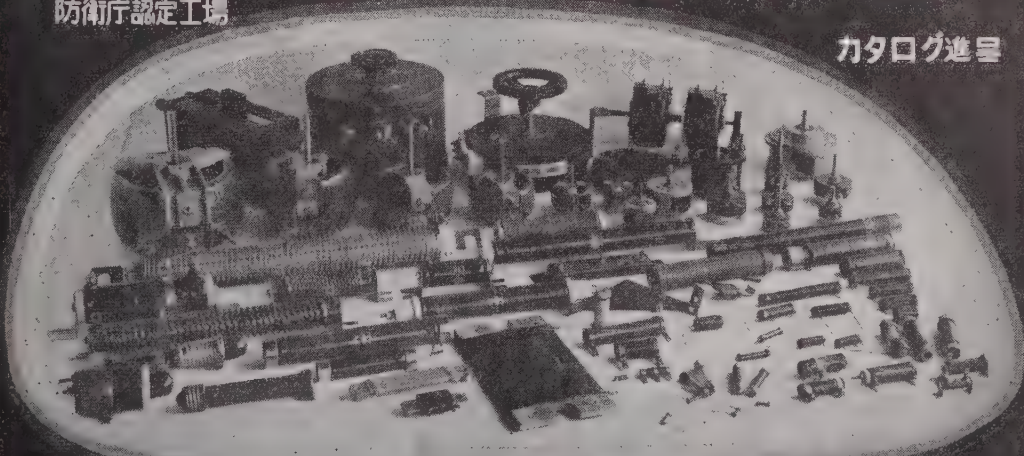
最大の生産と最高の品質管理を誇る



JIS表示許可
防衛庁認定工場

日本抵抗器

カタログ進呈



株式会社 日本抵抗器製作所

東京都品川区大井町2-2-9 電話(781) 0450・4211
8554・8584
大阪市大淀区南浜町2の26 電話(37) 6756 (代)

交流無停電電源装置

出力 5, 10, 15, 20, 25, 30, 50, 100kVA 各種



昭和電工殿納入

FES 式無停電電源装置

出力 100kVA



山洋電気株式会社

東京都豊島区巣鴨 6 / 1349

電話 東京 982 局 5151 ~ 9

工場・東京、上田



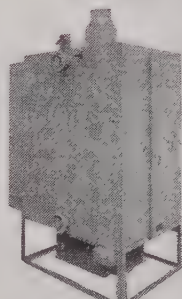
最も合理化された熱処理

遠赤外線ヒーター

乾燥器・自動制御装置

赤外線・熱風乾燥装置
各種コンベアー・配電盤
各種ヒーター・計器類

印刷・繊維・金属
ゴム・製紙・樹脂工業用



遠赤外線焼付炉

永進電気株式会社

代理店 都福株式会社 大阪営業所

代理店 東京材料株式会社

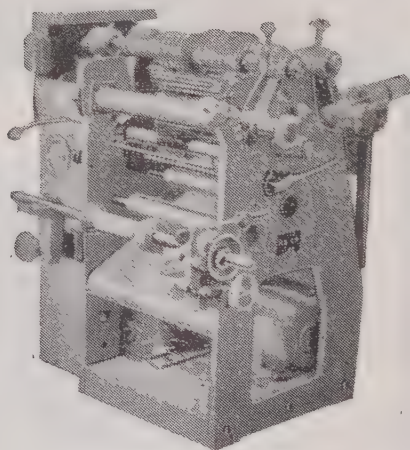
東京都品川区北品川 5-4-5-7
電話 東京 441 局 722, 3 (代表)

大阪市北区老松町 1-17 大建ビル TEL (34) 6384

東京都中央区銀座東 5-2 TEL (54) 5301 (代)

S スリッター

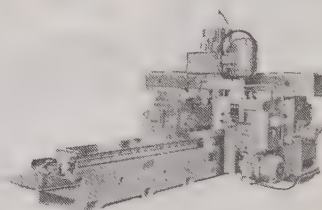
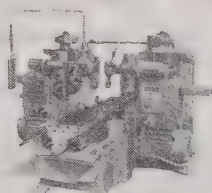
アルミ箔、コンデンサーペーパー、スチロール、マイラー等を所定の巾に切断し捲取るもので、最大巾 300mm の資料から最小巾 5mm 迄切断できる。従来の機械を改造し、一新した新鋭機である。



株式 明 製作所
会社

本 社 東京都品川区大井蛟洲町 (491) 9125-9
大阪出張所 大阪市北区堂島上 2 の 39 毎日産業ビル (34) 6540

NIIGATA



ニイガタの---

フライス 盤

生産 フライス盤
横・立て・複頭・三頭
膝形 フライス盤



株式会社 新潟鐵工所

本社 東京都千代田区九段 1-6 電話 (301) 2251 (大代表)
支社 大阪・奈良 営業所 福岡・札幌・名古屋・下関・東京・横浜
工場 新潟・浦和・蒲田・長崎・春日町



代理店
安宅産業株式会社

本 社 大阪市東区今橋 5-14 (23) 8461
東京支店 東京都千代田区七軒町 1-4 (201) 6411
名古屋支店 名古屋市中区国井町 2-1 (23) 2161



特 徴 (指示計)

1. 電圧変動温度変化の影響が少ない。
2. 精度が高い。
3. 高調波の影響が少ない。

以上の外記録計には下記の特徴がある。

4. 被測定入力 10 mW
5. 直線二重目盛可能
6. 狭帯域2サイクル幅迄可能

(営業品目)

セルメーター 周波数リレー LCRチェッカー 静電容量計 微小直読電圧計 電子管式記録計 電力用記録計 各種工業用計器

誌名記入申込にカタログ進呈

米国 Swartwout 社
と技術提携

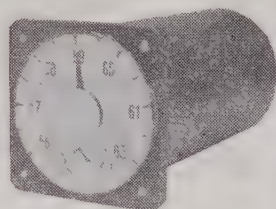


大倉電気株式會社

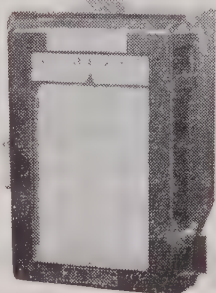
本 社 東京都杉並区西田町2丁目407番地 電 話 (398) 5111 (代 表)
大阪出張所 大阪市北区芝田町112 井上ビル24号室 電話(36)5791-5, 5891-5 (交換)
小倉出張所 小倉市博労町63富士ビル44号室 電 話 小 倉 (5) 8 6 2 1

周波計は大倉 (自動平衡型)

広角度周波計



120 mm記録周波計



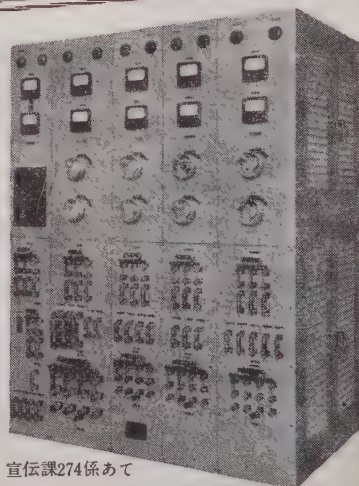
あらゆる
直流電源
に●●●●●●

スタンレー セレン/シリコン整流器

直流機器の心臓部には、最高の設計技術で完べきの性能を誇るスタンレー整流器をご用命下さい。アフターサービスも満点ですから安心してご使用願えます。

特 長

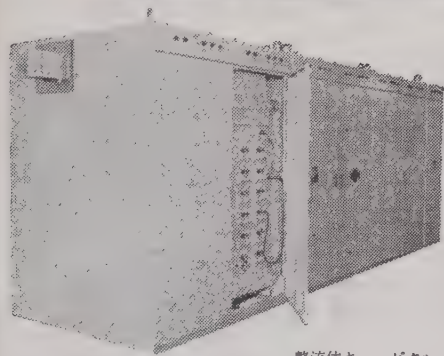
- 品質が均一であること。
- 効率がきわめて高いこと。
- 性能が安定し寿命が長いこと。
- 取扱い・保守が簡便であること。
- 価格が経済的であること。



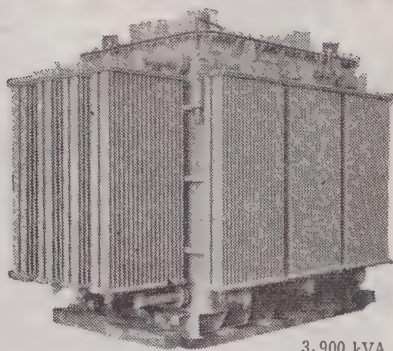
STANLEY

カ タ ロ グ 呈 東京都目黒区中目黒2-605 スタンレー電気K. K. 宣伝課274係あて

KYOSAN 電解用シリコン整流装置



整流体キュービクル



3,900 kVA 3φ
6 C形主可飽和リアクトル

日本曹達株式会社社会津工場殿納入 3,375 kW 225 V 15 kA

電解用自動定電流シリコン整流装置

本整流装置は世界最大の超大容量可飽和リアクトルを具備した全磁気増巾式電解用定電流シリコン整流装置で、応答速度はやく、遠隔監視制御により無人運転方式を採用し、整流体キュービクルはトレイ方式を採用しているため、万一ヒューズ熔断または整流体に部分的故障が発生しても全負荷運転中にそのまま予備品の交換が可能になっております。



株式
会社

京三製作所

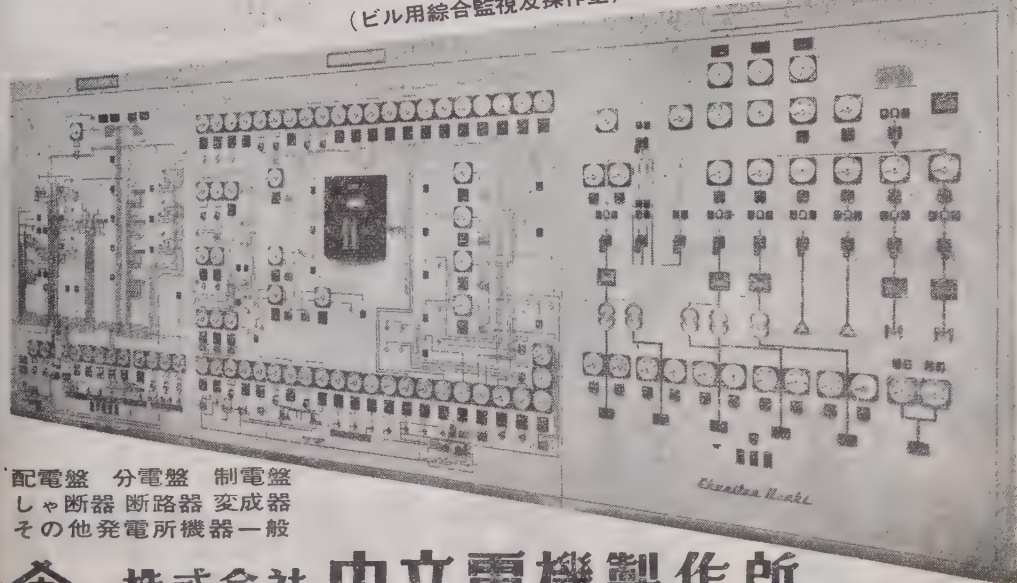
東京部 東京都中央区銀座西1の1 Tel (03) 4361 (代)

本社及工場 横浜市中区見沼2の131 Tel (05) 6591 (代)

本社及出張所 大阪・名古屋・福岡

Churitsu Denki

(ビル用総合監視及操作室)



配電盤 分電盤 制電盤
しゃ断器 断路器 変成器
その他発電所機器一般



株式会社 中立電機製作所

名古屋市昭和区白金町6ノ20 電話(代表)名古屋(88)7161

保護ガス雰囲気炉 設計製作

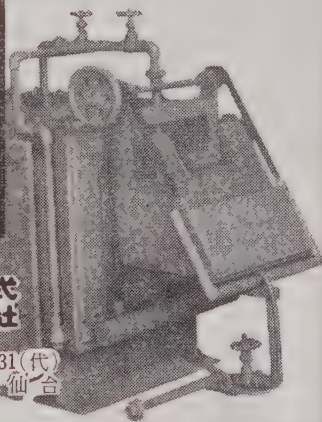
最新の技術・最古の歴史

エレマ発熱体
エレマ電気炉
大型ニクロム炉
ダイヤライト炭化珪素耐火物
エレマイド(SiC被膜)



東海高熱工業株式会社

本社 東京都千代田区神田旭町2大蓄ビル 電話(251)5131(代)
営業所 大阪・名古屋・福岡・富山・広島・仙台
工場 名古屋・京都



最古の伝統と最新の技術を誇る

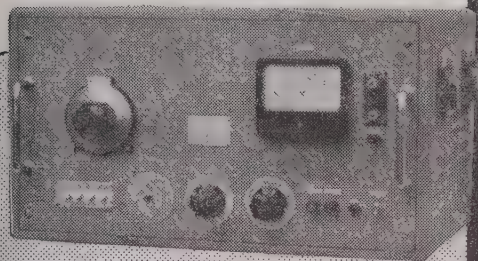
富士金属の
バイメタル

●真空熔解に依る

富士金属株式会社

本社・工場 大阪市東住吉区加美春日町 27 電話大阪 (79) 5505~7
東京事務所 東京都中央区日本橋兜町 2 の 55 電話東京 (671) 5417・1586~7
大阪事務所 大阪市西区阿波座中通 2 の 47 電話大阪 (54) 2134・5641~3

半導体研究に 高压低周波発振器



仕様

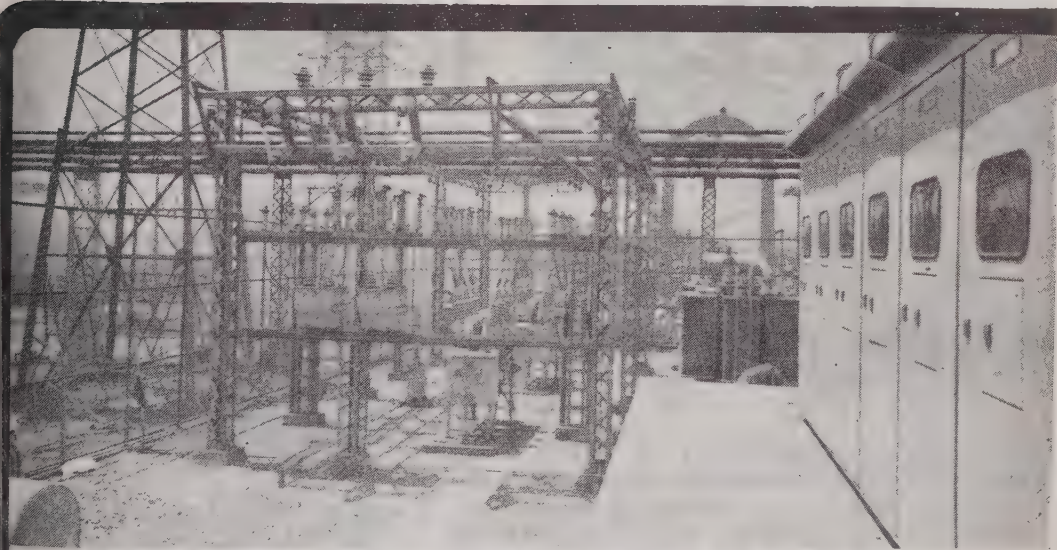
周波数—10~1,200 c/s
正弦波—1,000 V
矩型波—PP—1,000 V
S/N比—60 db
負荷インピーダンス 31 kΩ 以上

A→D変換に } デジタル
アナコンに } ボルトメーター
直流微小電圧計



江藤電気株式会社

東京都世田谷区祖師谷2-841 電話 (416) 0408



株式会社 立正電機製作所

本社・工場 京都市南区吉祥院中島町四 TEL 京都 39 9176 (代表)

本社・営業部 大阪市北区万才町43(浪速ビル九階) TEL 大阪 36 9851・9951 (代表)

支 社 東京・大阪・営業所 大阪・東京・仙台・広島・九州・名古屋

スターライト



ALP-

ふつ素樹脂製品

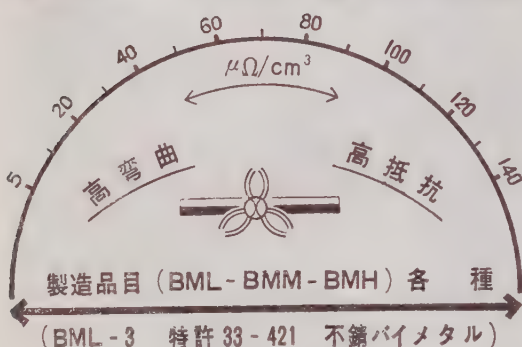
ポリ4ふつ化エチレン

- ▶ 棒 管 円筒 板 テープ
- ▶ 軸受 パッキング ピストンリング
- ▶ 絶縁・耐食・耐熱・耐寒・非粘着性
- ▶ 電気・機械・化学あらゆる工業材料

スターライト工業株式会社

本社 大阪市大淀区天神橋筋六の五(天六阪急ビル) 電話 大阪 (35) 5736・8102・7071
 東京支店 東京都中央区八重洲一の三(興服橋三和ビル) 電話 東京 (271) 5501代表
 製造所 大阪市城東区茨田徳庵町一七〇八 電話 大阪 (33) 9031代表

新バイメタル BKR 発売

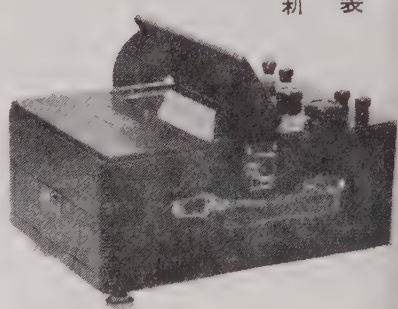


神岡金属工業株式会社

本社 京都市左京区吉田神楽岡町8 TEL (7) 2751・6408
 工場 京都市左京区静市市原町661 TEL (78) 0620

EP型 静電電圧計

新製



製造品目 光示式計器・電子管式記録
 検流計・直流電位差計・直読オーム計



有限村山電機製作所

東京都目黒区中目黒3丁目1163
 電話 目黒 (712) 0076・0077

活躍する!!

あらゆる産業で

 **中村電機**

中村電機
配電盤 / しゃ断器

Nakamura

〈屋外閉鎖型配電盤〉しゃ断器 RB-25型収納



(KH-108)

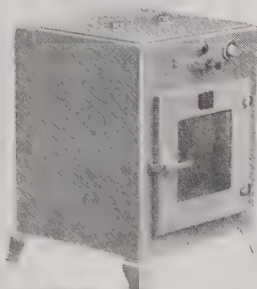
〈営業案内〉送呈 (電会誌新年号と附記) 京都市外向目町 株式会社 中村電機製作所 (電話) 向日町 531~5

新鋭!!

半導体 熱処理
研究用・中間試験用・各種
電気定温器

高性能

精密恒温・低照・カブリ・電圧



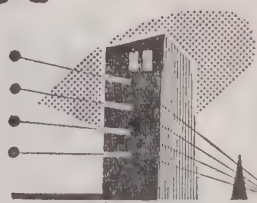
室内寸法
2,000 m/m
電圧各種
温度
60°C, 200°C
250°C, 300°C
350°C
電圧
各種 (V・W)
各種真空管
リレー
室内
銅板・スチ
レス板・鉄板

上り製造
130×400×400 m/m
電圧範囲 40~60°C ±1°C
内装・外装・防錆付
温度ヒューズ付

大成化学機械株式会社
東京都千代田区神田美倉町四番地
電話 (251) 8277 (代)



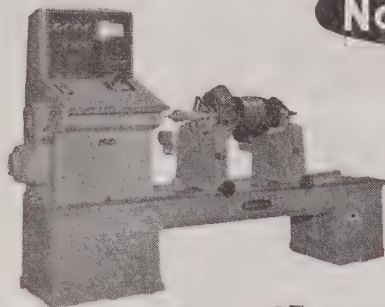
良心的な
電気
工事



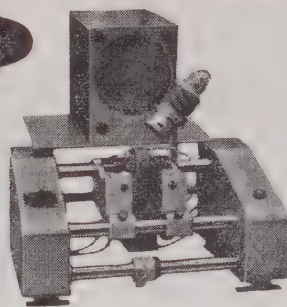
東光電気工事株式会社

東京都千代田区西神田1丁目8番地
電話 東京 (291) 代表 2111, 7221
札幌 旭川 仙台 白河 横浜 静岡 名古屋 富山 大阪 福岡

Nagahama



ND-100E型



ND-1EG型

高感度フォトリソ方式

ダイナミック バランシング マシン

汎用の標準型は勿論、あらゆる回転体の適当なバランス修正をなし得る様に極めて軽量なるローター専用のマイクロバランサーから大容量の大型バランサーに至るまで自動修正装置付専用機、高速型、特大型、堅型等各種製作しております。

発売元 三菱商事株式会社



株式会社 長濱製作所

機械第二部工作機械一、三課 電話 東京(211)0211 大阪支社機械部工作機械課 電話 062291
名古屋支社機械第二課 電話 名古屋 052111 神戸支店機械部 電話 長崎・札幌・長野・広島
岡山・兵庫・徳山・宇部・高松・四日市・富山・静岡・新潟・仙台・宝塚・其の他

大阪府豊中市浜 323-2 (阪急宝塚線服部駅東 500 米)

電話 大阪 (39) 5561 (代表)

東京事務所 東京都港区芝南佐久間町 2 の 7 電話 東京 (591) 0645・4488

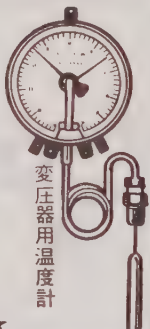
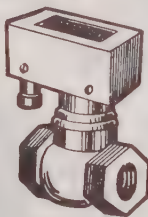


変圧器用及軸承用 温度計と流量継電器



温度継電器

流量継電器



変圧器用温度計

★主要製品目★

温度指示計 液面調節計 流量計 電磁開閉器
温度記録計 熱電温度計 電動ダンパー 浮子開閉器
温度調節計 抵抗温度計 バイメタル温度計 ドラフト計
湿度調節計 電磁弁時限継電器 検塩計
圧力調節計 電動弁表面温度計 電気式圧力計

株式会社 東邦計量器製作所

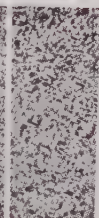
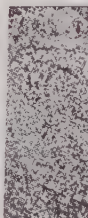
東京都三鷹市下連雀 60 番地
電話 武蔵野 (022) 3 局 3256・4688

特許

特殊銀酸化カドミウム接点

T.O. コンタクト・メタル

新しい電気接触材料として銀酸化カドミウムの優秀性は当社が昨年 T.O. コンタクト・メタルを完成発売してより急速に認められ右機器に御採用を戴き好評を賜つて居ります。



TOB-2×300 TOB-3×300

特徴

融着省無、接触抵抗、速度上昇、移動量僅少、過熱性、耐熱性、耐久性大

御使用機器
電磁開閉器
ノーヒューズ
ブレーカ
サージモ
各種電機
航空機
マイコン
タイマ
圧入
自動車
電装品用

製造品目

T.O. コンタクト・メタル
粉末冶金接点
貴金属合金接点各種

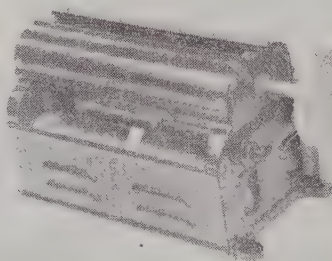
中外接点株式会社

本社・工場 東京都目黒区高木町 1509 Tel. (717) 1111-6
足立工場 足立区本木町 3-5310 Tel. (881) 6188-9

器 抗 抵 摺 動

手動用・モーター駆動用

品質最高!!
納期迅速!



上記写真はモーター駆動用プーリーをつけたところ。
このプーリーにハンドルをつけ、微細調節用とすることもできます。

カタログ贈呈

SS型単心摺動抵抗器 75種類
DS型双心摺動抵抗器 90種類

東京精電株式会社

東京都港区芝南佐久間町1~5
電話 (501) 9349, 9522



鑄鍛鋼

普通鋼
特殊鋼
高マンガン鋼
迅速納入

日本鑄鋼株式会社

取締役社長 馬場幸一郎

東京都江東区大島町7の650

電話 城東 (681) 9131-9135

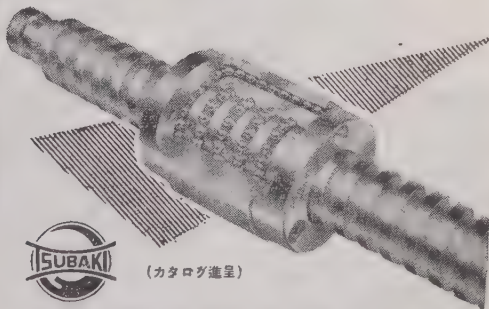
出張所 電話 銀座 (571) 1818

ねじの革命!!

ツバキの

ボールねじ

特許番号 252497



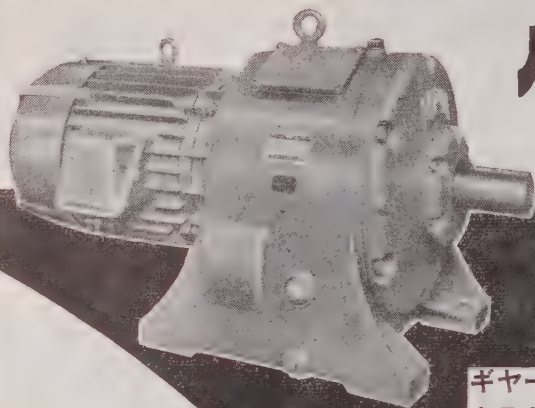
(カタログ贈呈)

椿本鋼球製造株式会社

本社・工場 奈良県北葛城郡当麻村尺土19 電代表 大和高田2742
大阪営業所 大阪市北区南堀町5 椿本ビル内 電大阪 (36) 3828・3606
東京営業所 東京都台東区浅草七軒町2 電東京 (841) 4828
名古屋出張所 名古屋市中区古沢町5の28(朝岡ビル) 電名古屋 (32) 6709

販売代理店 椿本興業株式会社

あらゆる機械の動力源に



ハンシン

ギヤードモートル

主要製品

減速機・増速機
ギヤードモーター
モータープーリー
ローラーフレックス
カップリング

ギヤーセービング
クラウニング加工



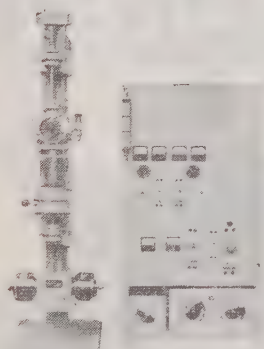
阪神動力機械株式会社

本社及工場 大阪市此花区四貫島元宮町16番地・電話大阪(46)代表6551番
東京営業所 東京都千代田区神田和泉町1の11・電話東京(866)5759番

TSK

東京真空の

単結晶引上装置



本装置はGe、Si等の半導体を真空中又は不活性ガス雰囲気中にて熔解し単結晶を製造する装置であります。

加熱方式は抵抗式、誘導式兼用で、写真は抵抗式の炉体を取付けた時の外観であります。

引上速度及び回転速度は直流モーター直結で電源部にて逆転、正転、速度の調節が行えます。

熔解温度は約1500°C迄で自動温度調節計で調節可能であります。不純物のドーピング装置附属

真空系 A-200型 油回転ポンプ 200ℓ/min 0.2KW
O-F-300型 油拡散ポンプ 300ℓ/sec

常用真空度 10^{-3} mmHg

他機種としてゾーンレベリング装置、ゾーンリファニング装置、真空金属熔解炉、焼鈍炉、ウラン棒エーザング装置等製作致して居ります。

単結晶引上装置

営業品目

回転型真空ポンプ	油拡散ポンプ	油ブーストポンプ
真空計	高真空バルブ	高真空排気セット
真空乾燥装置	各種真空装置	真空炉

東京真空機械株式会社

本社 東京都大田区矢口町 819 電(738) 1156~8
大阪出張所 大阪市西区立売堀南通 5 (泰平産業KK内)

名古屋代理店 名古屋市中区東栄町2の2(株)小沢製作所
九州代理店 福岡市万行寺前町38 東洋砥砥鋼出張所



(株) 昭 建 製 作 所

東京都品川区中延2の323 TEL (781) 3713・9690

営業品目

電炉用変圧器
電力用変圧器
誘導電圧調整器

防衛庁、各電力会社、民間会社、輸出に
と40年の歴史と伝統を誇る昭建の機器

☆ 価格安価 ☆
☆ 納期迅速 ☆



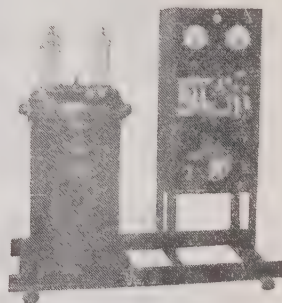
L型 kVAサーモブライヤー



OP型 携帯用絶縁油試験器
A 35,000V B 40,000V C 50,000V



FL型 絶縁油汚過機
(汚過容量毎分20ℓ)



SOT型 可搬式絶縁油試験器
容量 3 kVA 50,000V

NICUM

電気機器
真空
(ワニス)

の絶縁を完全にする
乾燥・含浸装置
・コンパウンド含浸装置)

主なる
納入先

愛知電機・中国電力・安川電機
沖電機・三菱電機・北辰電機・住友機械
東洋レーヨン・オリジン電機・三洋電機

日空工業株式会社

本 社 大阪市西区江戸堀南通3の18
電話土佐堀(44)181, 9512~4
東京出張所 東京都台東区二丁目1(東神ビル)
電話下谷(831)2161 (代表)

シツキの寢屋進相器



工業技術院長賞
通産局長賞
合理化モデル工場指定

高	低	蓄	電	無	ラ	レ	螢	科	M	其
圧	圧			気	ジ	ント	光	学	P	他
進	進	電		線	オ	ゲ	灯	機	コ	各
相	相	炉				ン	器	器	ン	種
用	用	器	用	用	用	用	用	用	サ	蓄
									ー	電
										器

株式会社 指月電機製作所

本社工場 西宮市大社町一番地 電話西宮 (3) 5821~5 番
東京製作所 東京都大田区新井宿七丁目一〇番地 電話大森 (761) 5770~2 番
名古屋出張所 名古屋市中区東瓦町一三〇番地 電話名古屋 (24) 7645 番



科学冶金

日・英・米 製法特許

アイロン

鉄系含油軸受

ILタマ

電気接点

スーパマ

金属黒鉛刷り

銀・タングステン・カーバイト
銀・タングステン
銅・タングステン
銀・ニッケル
銀・酸化銅
銀・銅
各種銀接点

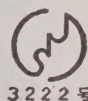
日本科学冶金株式会社

本社 大阪市城東区古市南通 1-34
研究所 電話 (33) 6565・6566
第二工場 大阪市城東区古市中通 2-1
第三工場 大阪市城東区古市中通 2-9

燐青銅 / 洋白

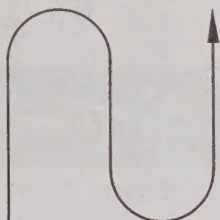
ベリリウム銅・モネルメタル

その他特殊銅合金



3222号

SK



佐藤金属工業株式会社

本社 東京都港区芝浜松町3丁目5 電話 芝(431)7166(代表)
工場 浦和市白幡 966 電話 浦和2611・3162



エハラ

発電用水車 ポンプ・送風機

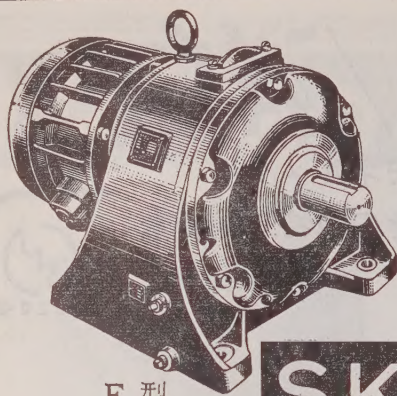
流体機械専門

荏原製作所

秋田県田沢湖発電所
7660KW 縦軸カプラン水車

本
社
営
業
所
出
張
所

東京都大田区羽田旭町
東京朝日新聞新館・大阪朝日ビル
名古屋・福岡・札幌・仙台・広島・新潟



F 型

3

つの特徴

軽量 強力 低廉

SKKギヤードモートル

ギヤーシエービング・クラウニング加工



株式
会社

精機工業所

社長 龜山多通雄

尼崎市上坂部

電話 大阪 (48) 5921~7

支店 出張所 東京・福岡・札幌・名古屋



uni

ユニは三菱鉛筆の総力を挙げて完成した最高級の製図用鉛筆です。

ユニとは ONE の意味の英語で——現代に存在する唯一のもの——として敢えて名付けました。

三菱鉛筆

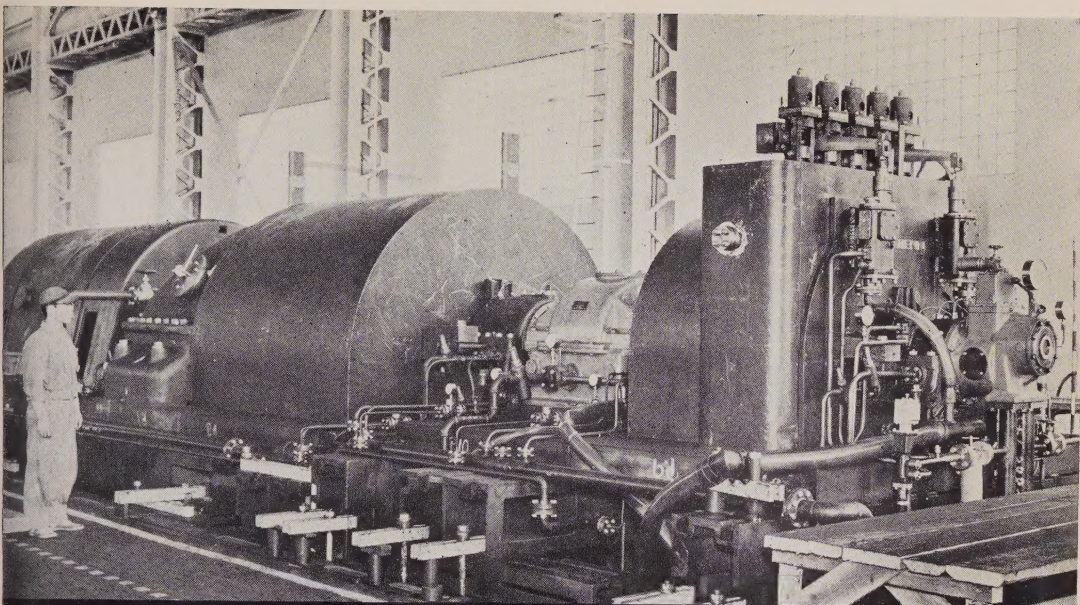
本誌広告取扱店

広

和

堂

東京都中央区銀座西8ノ3
小鍛冶ビル5階電話(571)6836
8763



古河鋁業・好間汽力発電所向け 12,000 kW トップタービン

国産第1号の富士つば形タービン（トップタービン）は、日本軽金属・清水工場において2個年にわたり完全無事故の好調運転を続行中で、高圧・高温・高速つば形タービンの優秀性をいかに実証しております。また今回据え付けを完了し、公式運転を待つ古河鋁業・好間汽力発電所の12,000 kW 復水タービンは同じく高速つば形ケーシングを持つもので、初蒸気 84 気圧、520℃ が採用され、この種容量のものとして、わが国最高の熱効率 36.5% を示し、プラントの経済性に高い評価を勝ち得ております。

富士
トップ
タービンの躍進



富士 蒸気タービン

Toshiba

三つのわが国最大

奥只見発電所 133,000 kVA 水車発電機 (写真上)

総出力 36 万 kW の電源開発株式会社奥只見発電所は、12 月から一部運転に入りましたが、東芝は 137,000 kW 水車、133,000 kVA 発電機 (各 3 台、わが国最大)、133,000 kVA エレファント形変圧器 (3 台) をはじめ、配電盤、開閉装置などの主力機器を納入しています。

新名古屋火力発電所 220,000 kW タービン発電機 (写真中)

タービン発電機の製作に約 345 台、490 万 kW の製造実績をもつ東芝は、中部電力株式会社新名古屋火力発電所に、画期的な 220,000 kW という、わが国最大のタービン発電機を納入、また 270,000 kVA 変圧器も採用されています。

横須賀火力発電所 325,000 kVA 変圧器 (写真下)

東京電力株式会社横須賀火力発電所には 325,000 kVA 変圧器を納入しました。これは火力発電所用としてわが国最大の大容量変圧器で、エレファントプッシング採用のものとしても最大の超高压変圧器です。

東芝電力用機器

東京芝浦電気株式会社

